

W. W. GÄRTNER

Mitteilung aus dem US Army Signal Research and Development
Laboratory, Fort Monmouth, New Jersey, USA

Tunnel-Dioden

DK 621.315.592:621.314.69

Die 1957 in Japan erfundene Tunnel-Diode ist ein Halbleiter-Zweipol, der über einen bestimmten Vorspannungsbereich einen negativen differentiellen Widerstand zeigt. Der grundlegende Mechanismus dieses neuen elektronischen Bauelementes besteht in der quantenmechanischen Durehtunnelung einer sehr dünnen Sperrschicht. Die Diode arbeitet bis zu Mikrowellenfrequenzen, hat hohen Wirkungsgrad und ist sehr widerstandsfähig gegen Temperaturschwankungen und Oberflächenverunreinigungen. Der Beitrag behandelt die Physik des Effekts, die Auslegung, Herstellung und elektrische Charakterisierung der Tunnel-Diode sowie ihre Anwendung als Oszillator, Verstärker und Schalter.

1. Einleitung

Im Januar 1958 erschien im Physical Review eine kurze Notiz [1] von Leo Esaki, Leiter der Halbleiterforschung der *Sony Corporation*¹⁾ in Tokio. Darin beschreibt Esaki, der gegenwärtig ein Jahr als beratender Wissenschaftler in den IBM-Laboratorien bei Poughkeepsie, New York, USA, verbringt, die Strom-Spannungscharakteristik eines sehr dünnen *pn*-Übergangs in Germanium, die über einen bestimmten Vorspannungsbereich einen negativen differentiellen Widerstand zeigt. Solche *pn*-Übergänge wurden später Esaki- oder Tunnel-Dioden genannt und in großem Maßstab in den Vereinigten Staaten industriell weiterentwickelt. Die *General Electric Company* brachte als erste Tunnel-Dioden auf den Markt, die gegenwärtig von mehreren Firmen in den USA sowie von der *Sony Corporation* in Japan bezogen werden können²⁾. Der Stückpreis fiel im letzten Jahr von 60...75 \$ auf 10...12,50 \$³⁾. Informierte Kreise schätzen, daß diese Dioden in absehbarer Zeit nur noch etwa 0,50 \$ kosten werden.

2. Mechanismus der Tunnel-Diode

Diese Tunnel-Diode besteht aus einem äußerst schroffen *pn*-Übergang (Gesamtschichtdicke $< 100 \text{ \AA}$) zwischen zwei sehr hoch dotierten Halbleiterzonen (Konzentration der Fremdatome $> 10^{19} \text{ cm}^{-3}$). Die Gleichspannungscharakteristik zeigt Bild 1. Der Rückwärtsstrom (Sperrstrom) ist sehr hoch, höher als der normale Vorwärtsstrom. Bei sehr kleiner Vorwärtsspannung steigt der Strom sehr schnell an, erreicht das Maximum (peak point) I_p und fällt bei weiterer Erhöhung der Vorwärtsspannung wieder ab, wodurch ein Gebiet negativen differentiellen Widerstandes entsteht. Der Strom erreicht das Mini-

mum (valley point) I_v und steigt dann wieder ungefähr wie in einer normalen Diode an. In allen Halbleitern, aus denen bisher Tunnel-Dioden hergestellt wurden, tritt das Stromminimum unterhalb 1 V auf. Die Ströme hängen stark von der Fläche des Übergangs und vom Gehalt an Fremdatomen ab, und das Strommaximum kann weniger als 1 mA bis zu einigen Ampere betragen.

Diese interessante Charakteristik entsteht durch Überlagerung mehrerer Effekte: Einerseits treten Diffusion und Drift von Trägern auf, die die im Bild 1 gestrichelt gezeichnete normale Diodencharakteristik erzeugen. Offenbar überwiegen jedoch um den Ursprung andere Mechanismen. Rechnet man aus der gegebenen hohen Fremdatomenkonzentration die elektrostatische Feldverteilung in der Raumladungszone aus, so findet man, daß die Felder selbst bei thermischem Gleichgewicht bereits groß genug sind, um interne Feldemission [2] hervorzurufen. Dieser Effekt besteht in der direkten Anregung von

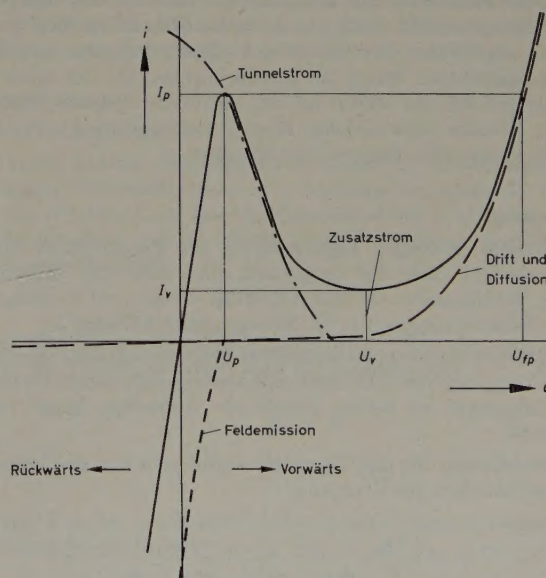


Bild 1. Kennlinie der Tunnel-Diode

¹⁾ Früher bekannt unter dem Namen *Tokyo Tsushin Kogyo, Limited*

²⁾ In Deutschland liefern *Siemens & Halske* sowie *Standard Elektrik Lorenz AG, Bauelementewerk SAF*, auch erste Tunnel-Dioden.

³⁾ Diese Preise beziehen sich auf Germanium. Galliumarseniddioden, die *General Electric* im Sommer 1960 auf den Markt bringen will, dürften etwa 60 \$ je Stück kosten.

Valenzelektronen im Leitungsband unter dem Einfluß extrem hoher elektrischer Felder (10^6 V/cm). Der dadurch erzeugte Strom steigt äußerst rasch mit zunehmender Feldstärke (Rückwärtsspannung) an und erklärt somit den hohen Rückwärtsstrom. Bei Vorwärtsspannung, das heißt bei abnehmender Feldstärke, verschwindet diese Rück-

wärtsstromkomponente schnell (im Bild 1 kurz gestrichelt eingezeichnet). Zur Vervollständigung der Charakteristik fehlt also noch ein Stromanteil in Vorwärtsrichtung, der bei thermischem Gleichgewicht groß ist und mit der Vorwärtsspannung abfällt; er ist durch den Tunneleffekt gegeben. Dieser quantenmechanische Effekt besteht in der „Durchtunnelung“ einer hohen, dünnen Potentialschwellen durch ein Teilchen, dessen Gesamtenergie geringer ist als zur Überwindung der Potentialschwellen nötig wäre und das daher nach der klassischen Mechanik reflektiert werden müßte. Dieser Effekt tritt in Tunnel-Dioden (aber nicht in weniger hoch dotierten pn -Übergängen) auf, weil infolge der hohen Dotierung

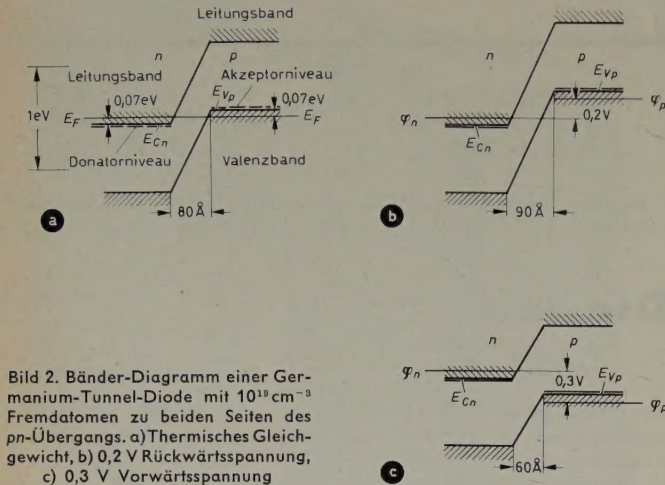


Bild 2. Bänder-Diagramm einer Germanium-Tunnel-Diode mit 10^{19} cm^{-3} Fremdatomen zu beiden Seiten des pn -Übergangs. a) Thermisches Gleichgewicht, b) 0,2 V Rückwärtsspannung, c) 0,3 V Vorwärtsspannung

1) die Dicke der Potentialschwellen sehr gering ist (Bild 2) und
2) das Fermi-niveau E_F sich innerhalb des Leitungs- beziehungsweise Valenzbandes befindet, so daß im thermischen Gleichgewicht und in Rückwärtsrichtung (Bilder 2a und 2b) zulässige Energieniveaus im Leitungsband auf der einen Seite und im Valenzband auf der anderen Seite auf gleicher Höhe liegen. In diesem Falle ist die Tunnelwahrscheinlichkeit für Elektronen, die von der n -Seite her mit thermischer Geschwindigkeit auf die Potentialschwellen auftreffen, sehr hoch, was den gesuchten hohen Vorwärtsstrom bei kleinen Vorwärtsspannungen liefert. Bei höherer Vorwärtsspannung (Bild 2c) nimmt die Überlappung der Bänder ab und verschwindet, wodurch die Tunnelwahrscheinlichkeit ebenfalls rasch verschwindet. Dies ist im Bild 1 strichpunktiert angedeutet. Im Gebiet des Stromminimums tritt häufig noch ein zusätzlicher Strom auf (excess current) [3], der nicht durch die bisherigen Effekte erklärt ist und anscheinend durch Übergänge zwischen Niveaus verschiedener Energie hervorgerufen wird. Er beschäftigt derzeit viele theoretische Physiker.

3. Auslegung

Die elektrischen wichtigen Eigenschaften der Tunnel-Diode sind im Ersatzschaltbild (Bild 3a) dargestellt, und zwar der differentielle negative Widerstand $-R$, die Kapazität C des pn -Übergangs, der positive Serienwiderstand r , die Zuleitungsinduktivität L_s .

Der negative Widerstand ist umgekehrt proportional dem Querschnitt des pn -Übergangs und fällt rasch mit ansteigender Konzentration an Verunreinigungen zu beiden Seiten ab. Außerdem hängt er vom Material ab.

Eine Abschätzung für die Kapazität ergibt sich aus der Formel für die Kapazität eines pn -Übergangs

$$C = A \left[\frac{\epsilon q}{2} \frac{1}{|u_{GL} + u_{VS}|} \frac{n_{ON} \cdot p_{OP}}{n_{ON} + p_{OP}} \right] \frac{1}{2} \quad (1)$$

(A Querschnitt, ϵ Dielektrizitätskonstante, q Elektronenladung, u_{GL} Gleichgewichtsspannung, u_{VS} angelegte Vorspannung, n_{ON} Gleichgewichtselektronendichte auf der n -Seite, p_{OP} Gleichgewichtselektronendichte auf der p -Seite.)

Sie ist proportional dem Querschnitt und ungefähr proportional der Quadratwurzel aus der Verunreinigungsichte. Kleine Kapazität

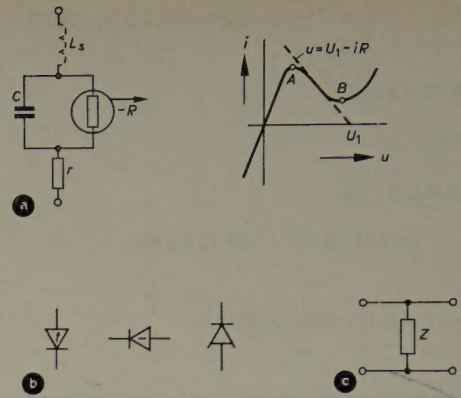


Bild 3. a) Ersatzschaltbild der Tunnel-Diode mit Arbeitspunktabhängigkeit des negativen Widerstandes. Im negativen Widerstandsbereich zwischen Strommaximum und -minimum („peak“ und „valley point“) A und B wird die Kurve oft durch eine Tangente mit der Neigung $(-1/R)$ angenähert. C ist die Kapazität des pn -Übergangs, r der äquivalente Serienverlustwiderstand, L_s die Zuleitungsinduktivität, die bei hohen Frequenzen zu berücksichtigen ist. b) Übliche Symbole für Tunnel-Dioden: „f“ für „Tunnel“ (General Electric), „-“ für „negativ“ (RCA) sowie „A“ für „aktiv“ [4]. c) Tunnel-Diode als aktiver linearer Vierpol.

und kleiner negativer Widerstand, die beide für hohe Frequenzen wesentlich sind (s. Maximalfrequenz des Oszillators), sind daher widersprechende Forderungen. Gegenwärtig ist Galliumarsenid der Halbleiter, in dem man die gewünschten kleinen Widerstände bei gleichzeitig kleinem Querschnitt (geringe Kapazität) am leichtesten erreicht.

Das Verhältnis von Maximal- zu Minimalstrom (peak-to-valley ratio), das ein Maß für den negativen Leitwert ist, kann in Galliumarsenid Werte bis zu 60 erreichen, während man zum Beispiel in Germanium nie mehr als etwa 15 gemessen hat.

Kleiner Serienwiderstand (ebenfalls für hohe Frequenzen wichtig) wird durch hohe Verunreinigungsichte, gute Kontakte und sehr kurze Halbleiterzonen außerhalb des eigentlichen Übergangs erreicht.

Die Induktivität der Zuleitungen muß durch geeignete Geometrie möglichst klein gehalten werden [5].

4. Herstellung [5, 6, 7]

Germanium- und Siliziumdioden werden durch Legieren der folgenden Materialien hergestellt.

Germaniumdioden

Halbleiter: n -leitendes Germanium mit ungefähr $4 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ Phosphor- oder Arsenatomen; herstellbar durch Kristallziehen, Diffusion oder Abschrecken von Schmelzen.

Legierungsmetall: Indium mit ungefähr 0,5% Gallium (manchmal plus 0,5% Zinn).

Ohmsche Kontakte: Zinn.

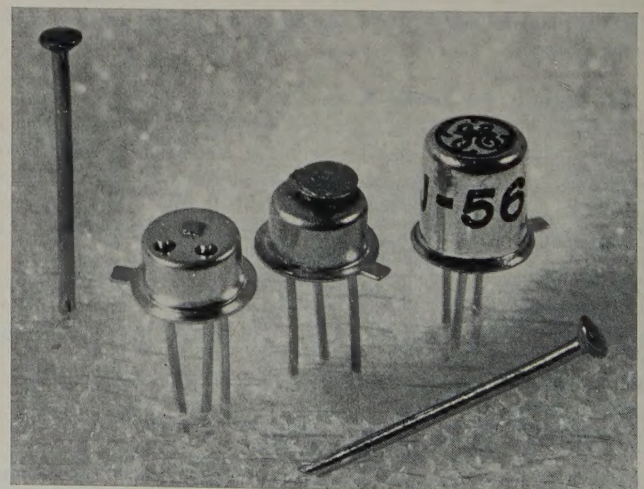


Bild 4. Montage der Tunnel-Diode

Siliziumdioden

Halbleiter: *n*-leitendes Silizium mit Arsen-, Phosphor- oder Antimonverunreinigungen (über $2 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$).

Legierungsmetall: Mit Bor angereicherte Aluminiumlegierungen.

Es ist interessant, daß Tunnel-Dioden sogar aus polykristallinem Material hergestellt werden können, wo Korngrenzen direkt durch den *pn*-Übergang hindurchlaufen. Allerdings leidet die Charakteristik dann etwas. Bild 4 zeigt die Anordnung der Diode innerhalb des Gehäuses. Der Halbleiter wird direkt auf den Fuß aufgelötet, der einen Kontakt bildet; darauf wird der *pn*-Übergang einlegiert; ein Metallplättchen, verbunden mit einem Durchführungsdraht, bildet den zweiten Kontakt; die Diode wird dann so lange geätzt (Querschnittsverringering), bis der gewünschte Maximalstrom (peak current) erreicht ist. Die gezeigte Anordnung hat eine sehr geringe Serieninduktivität und kann für Frequenzen bis zu 2000 MHz verwendet werden. Bei höchsten Frequenzen montiert man die Diode direkt in Hohlleiter [7], Koaxialkabel [7] oder Bandleiter [5].

Tunnel-Dioden wurden bisher aus Germanium, Silizium und Galliumarsenid [8] sowie aus Gallium- und Indiumantimonid hergestellt.

5. Elektrische Eigenschaften

Die folgenden Daten für die ersten Galliumarseniddioden (Tab. I) kennzeichnen die Eigenschaften von Tunnel-Dioden und die gegenwärtig erreichten Werte für die einzelnen Parameter.

Tab. I. Daten von Galliumarseniddioden

Grenzdaten (25° C)

Zulässige Temperatur des *pn*-Übergangs

Lagerung -55°...150° C

Betrieb -55°...150° C

(Die obere Temperaturgrenze ist hier nicht durch das Halbleiterelement, sondern durch das verwendete Lot oder den Gehäuseüberzug gegeben und kann, wenn erwünscht, erheblich erhöht werden.)

Gesamtverlustleistung bei 25° C 50 mW

(Bei Betrieb über 25° C muß hiervon 0,4 mW/°C abgezogen werden.)

Die Spitzenspannung in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung ist durch die Verlustleistung begrenzt.

Kenndaten

für eine Umgebungstemperatur von 25° C und

für eine Länge der Zuleitungen von 3 mm

	Symbol	Min.	Typischer Wert	Max.
Strommaximum (peak point current)	I_p	9,0	10,0	11,0 mA
Stromminimum (valley point current)	I_v		0,66	1,1 mA
Spannung im Strommaximum (peak point voltage)	U_p		160	mV
Spannung im Stromminimum (valley point voltage)	U_v		600	mV
Verhältnis von Strommaximum zu -minimum (peak point current to valley point current ratio)	I_p/I_v	10	15	
Vorwärtsspannung, bei der die normale Diodencharakteristik wieder den Stromwert des Strommaximums erreicht hat (s. Bild 1; diese Größe bestimmt die Ausgangsspannungsamplitude bei Schaltanwendungen) (forward voltage at peak point current)	U_{fp}		1,16	V
Negativer Leitwert (negative conductance)	$-G$		0,04	S
Gesamtkapazität (total capacity)	C		15	pF
Serieninduktivität (series inductance)	L_s		6×10^{-9}	H
Serienwiderstand (series resistance)	r_s		1,0	Ω

Die erreichbaren Ausgangsleistungen bewegen sich von einigen Watt bei niedrigen Frequenzen bis zu einigen Mikrowatt bei einigen

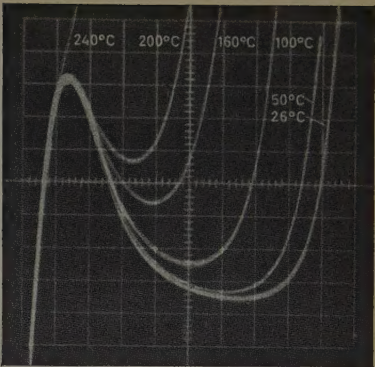


Bild 5a. Temperaturabhängigkeit der Tunnel-Dioden-Kennlinie einer Tunnel-Diode aus Germanium. Das Strommaximum liegt bei 3 mA

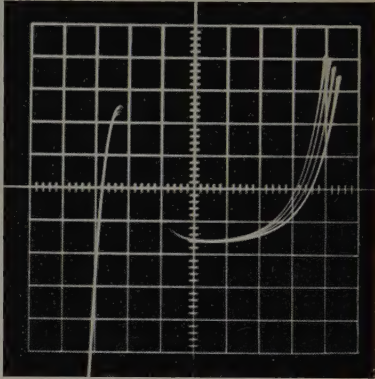


Bild 5b. Temperaturabhängigkeit der Kennlinie einer Tunnel-Diode aus Galliumarsenid. Verschiedene Kurven zwischen 25 und 100° C. Das Strommaximum liegt bei 1,5 mA. Die Oszillogramme sind im negativen Widerstandsbereich unterbrochen, da die Diode wegen sehr geringer Kapazität in der Meßanordnung entweder schwingt oder schaltet. Die angegebenen Daten sind jedoch durch Gleichstrommessungen bestätigt. (Alle Messungen wurden von M. Schuller, Army Signal Research and Development Laboratory, Fort Monmouth, New Jersey, ausgeführt.)

Gigahertz. Oszillatoren mit einer Grundfrequenz von 7000 MHz und Schaltkreise mit Schaltzeiten von 1 Nanosekunde sind bereits gebaut worden.

Wegen des hohen Gehaltes an Fremdatomen tritt der Übergang zur Eigenleitung erst bei sehr hohen Temperaturen ein; daher arbeiten Tunnel-Dioden über einen weit größeren Temperaturbereich als zum Beispiel Transistoren oder gewöhnliche Dioden aus dem gleichen Material.

Die Temperaturabhängigkeit der Charakteristik ist von großem Interesse, vor allem für Verstärkeranwendungen (s. weiter unten). Sie ist für Germanium und Galliumarsenid im Bild 5 wiedergegeben. Man sieht deutlich die Überlegenheit der III-V-Verbindung. Messungen zeigen auch, daß die Tunnel-Diode gegen radioaktive Strahlung und gegen Oberflächenverunreinigungen sehr widerstandsfähig ist, da der grundlegende Mechanismus in erster Näherung nicht von der Volumen- oder der Oberflächenrekombination abhängt.

6. Anwendungen

6.1 Arbeitspunkt

Um einen stabilen Arbeitspunkt im negativen Widerstandsbereich zu erreichen, verwendet man eine Gleichspannungsquelle wie sie im Bild 6a dargestellt ist. Die Gleichstromlastlinie (d-c load line) darf die Diodenkennlinie nur in einem Punkt schneiden. Ersetzt man sie durch eine Tangente

$$u = U_1 - i R \tag{2}$$

im gewünschten Arbeitspunkt (Bild 6b) ($-R$ ist der negative Widerstand der Diode), so erhält man die Bedingungen

$$R_0 < R \tag{3}$$

und

$$|U_B| < |U_1| \tag{4}$$

Ist (I_0, U_0) der gewünschte Arbeitspunkt, dann errechnet man zusammengehörige Werte von U_B und R_0 aus

$$U_0 = U_B - I_0 R_0 \tag{5}$$

Wenn, wie es oft der Fall ist, U_B oder R_0 sehr klein und schwer zu realisieren sind, kann man einen Spannungsteiler wie im Bild 6c verwenden. Bild 9b zeigt, wie man die Gleichspannungsquelle durch Überbrücken völlig vom Wechselstromkreis trennen kann, was manchmal notwendig ist (s. weiter unten). Das Hauptproblem der

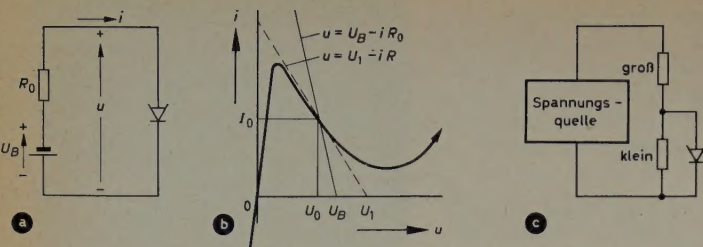


Bild 6. a) und b) zur Ableitung der Bedingungen für einen stabilen Arbeitspunkt im negativen Widerstandsbereich, c) Gleichspannungsversorgung mittels Spannungsteilers

Gleichspannungsversorgung liegt in der Induktivität der Zuleitungen, die sehr leicht zu unerwünschten Schwingungen führt. Man verringert sie durch kurze, gerade, manchmal bandförmige Zuleitungen. Bei höchsten Frequenzen verwendet man eine Halterung in Form einer Bandleitung ($L < 0,1 \text{ nH}$).

6.2 Kleine Wechselströme und -spannungen

Bei kleinen Signalen erweist es sich als vorteilhaft, die aktive Diode als linearen Vierpol mit der Matrix

$$\begin{vmatrix} Z & Z \\ Z & Z \end{vmatrix} \quad (6)$$

aufzufassen [9] (Bild 3c). Der komplexe Widerstand Z kann hierbei durch Meßwerte als Funktion der Frequenz oder durch ein Ersatzschaltbild charakterisiert werden, dessen gebräuchlichste Form im Bild 3a dargestellt ist. Damit können die linearen Anwendungen der Tunnel-Diode mittels der weitentwickelten linearen Vierpoltheorie behandelt werden.

6.3 Oszillatoren

Jeder Oszillator, der aus einem aktiven Vierpol und anderen passiven Elementen besteht, läßt sich in der Form von Bild 7a darstellen [10], das heißt als eine Serienschaltung zweier Vierpole, die am Eingang und Ausgang kurzgeschlossen sind. Die Bedingung für Schwingungs-

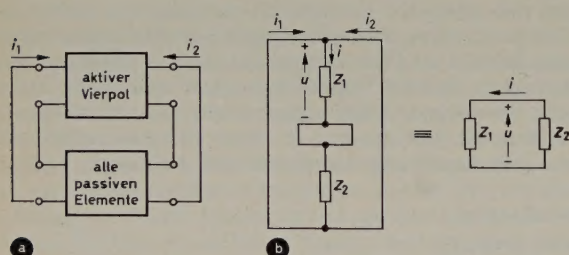


Bild 7. a) allgemeine Darstellung des linearen Oszillators, b) Diagramm zur Analyse des Tunnel-Dioden-Oszillators

anfängung ist dann einfach, daß die Amplituden von i_1 und i_2 nicht gleichzeitig Null sind. Im Fall der einzelnen Tunnel-Diode vereinfachen sich die Verhältnisse in der im Bild 7b dargestellten Weise.

Man findet dann

$$u = i_1 Z_1 + i_2 Z_2 = i Z_1 \quad (\text{Diode}) \quad (6)$$

$$-u = i_1 Z_2 + i_2 Z_2 = i Z_2 \quad (\text{passive Elemente}) \quad (7)$$

oder

$$0 = -u + i Z_1 \quad (8a)$$

$$0 = -u - i Z_2. \quad (8b)$$

Die Schwingbedingung ist offenbar

$$(u, i) \neq (0, 0), \quad (9)$$

das heißt, die Determinante des linearen homogenen Systems Gl. (8) muß verschwinden.

$$Z_1 + Z_2 = 0 \quad (10)$$

Setzt man

$$Y_1 = 1/Z_1 \text{ und } Y_2 = 1/Z_2, \quad (11)$$

dann erhält man die gleichwertige Schwingbedingung

$$Y_1 + Y_2 = 0, \quad (12)$$

die in manchen Fällen einfachere analytische Ausdrücke liefert. Real- und Imaginärteil dieser Beziehungen geben dann die Frequenz der Schwingung und die für Schwingungsanfängung maximal zulässige Dämpfung an.

Bild 8 zeigt zwei typische Schwingerschaltungen. Für die Schaltung im Bild 8a findet man

$$Z_1 = Y^{-1} + r \quad (13)$$

$$Z_2 = R_L + j \omega L, \quad (14)$$

wobei

$$Y = -G + j \omega C \quad (15)$$

und

$$G = \frac{1}{R}$$

Mit Gl. (10) erhält man dann

$$\omega^2 = \frac{1}{L C} - \frac{G^2}{C^2} \quad (16)$$

und

$$R_L = -r + \frac{G}{G^2 + \omega^2 C^2} = -r + \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad (17)$$

Aus Gl. (17) geht hervor, daß für Schwingungsanfängung immer

$$R_L < R \quad (18)$$

sein muß. Wenn R_L gleichzeitig als Innenwiderstand der Gleichspannungsquelle fungiert (wie im Bild 8a), dann muß diese Bedingung

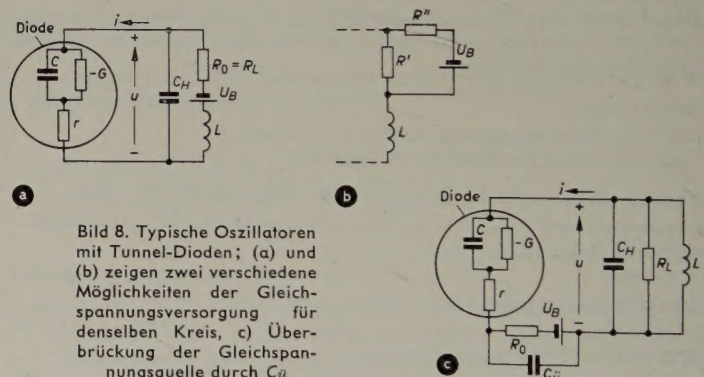


Bild 8. Typische Oszillatoren mit Tunnel-Dioden; (a) und (b) zeigen zwei verschiedene Möglichkeiten der Gleichspannungsversorgung für denselben Kreis, c) Überbrückung der Gleichspannungsquelle durch C_H

auch erfüllt sein, um einen stabilen Gleichstromarbeitspunkt im negativen Widerstandsgebiet zu erreichen.

Aus Gl. (17) ergibt sich für $R_L = 0$ die maximal erreichbare Frequenz des Oszillators, nämlich

$$\omega_{\max}^2 = \frac{G}{C^2} \left(\frac{1}{r} - G \right) \sim \frac{1}{C^2 R r} \quad (19)$$

Man erkennt, daß C , R und r der Diode möglichst klein sein müssen, um hohe Frequenzen zu erreichen. Will man sinusförmige Schwingungen bei niedrigen Frequenzen haben, dann ist es günstiger, eine Hilfskapazität C_H (s. Bild 8) zu verwenden als die Induktivität zu vergrößern, weil damit das L/C -Verhältnis des Schwingkreises verringert wird. Die entsprechenden Werte für L und R_L errechnet man dann aus den Gl. (16), (17), indem man C durch $C + C_H$ ersetzt (und r vernachlässigt). Für den Kreis im Bild 8c hat man

$$Y_1 = \frac{Y}{1 + r Y} \quad (20)$$

und

$$Y_2 = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{j \omega L}, \quad (21)$$

wo Y wieder durch Gl. (15) gegeben ist. Mit Gl. (12) erhält man

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \frac{1 - \frac{r}{R}}{1 + \frac{r}{R_L}} = \frac{\left(1 - \frac{r}{R}\right)^2}{LC - r^2 C^2} = \frac{\left(1 - \frac{r}{R}\right) \left(1 + \frac{r - R}{R_L}\right)}{C^2 r R \left(1 + \frac{r}{R_L}\right)} \quad (22)$$

$$R_L = \frac{\left(1 - \frac{r}{R}\right)^2 + r^2 \omega^2 C^2}{\frac{1}{R} - \frac{r}{R^2} - r \omega^2 C^2} \quad (23)$$

$$L = \frac{1 - \frac{r}{R}}{\omega^2 C \left(1 + \frac{r}{R_L}\right)} = \frac{\left(1 - \frac{r}{R}\right)^2}{\omega^2 C} + r^2 C \quad (24)$$

Aus Gl. (23) geht hervor, daß für stabile Schwingungen

$$R_L > R \quad (25)$$

sein muß. Da R_L jedoch gleichstrommäßig durch L überbrückt ist, verletzt diese Ungleichung nicht Gl. (3) für einen stabilen Gleichstromarbeitspunkt im negativen Widerstandsgebiet. Für $R_L < R$ treten keine Schwingungen auf, und die Schaltung kann als Verstärker verwendet werden. Für $R_L \rightarrow \infty$ ergibt sich natürlich dieselbe Maximalfrequenz wie in Gl. (19).

Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich auf das lineare Verhalten der Diode bei kleinen Amplituden. Die Schwingungen bauen sich im allgemeinen auf, bis sie durch eine Nichtlinearität im Kreis begrenzt werden. Das kann zu beträchtlichen Verzerrungen im Ausgangssignal und zu Abweichungen von der aus linearen Überlegungen berechneten Frequenz führen. Diese nichtlinearen Probleme der Amplitudenbegrenzung, Ausgangsleistung und Verzerrung lassen sich jedoch bei der Tunnel-Diode zum Unterschied von den meisten anderen Bauelementen exakt behandeln [9]. Man kann nämlich relativ einfache exakte nichtlineare Differentialgleichungen aufstellen, die die Diode über den gesamten Frequenzbereich beschreiben. Das Ausgangssignal erhält man dann als Lösung des Systems dieser Differentialgleichungen und der linearen Differentialgleichungen der externen passiven Elemente. Es besteht berechnete Hoffnung, daß der Erfolg der bei der Tunnel-Diode angewandten Methoden zu einem allgemeinen Aufschwung der nichtlinearen Schaltungstheorie führen wird.

Da die Frequenz vom negativen Widerstand und von der Kapazität der Diode abhängt, die sich beide mit der Vorspannung ändern, kann man die Frequenz durch eine Variation des Arbeitspunktes abstimmen. Die Nichtlinearitäten können zur Frequenzumwandlung und zur Mischung innerhalb der schwingenden oder verstärkenden Diode selbst verwendet werden [7, 11].

Da man nur eine kleine Gleichstromleistung benötigt, um das negative Widerstandsgebiet zu erreichen, arbeiten Tunnel-Dioden mit hohem Wirkungsgrad. Umgekehrt ist die Amplitude der Ausgangsspannung klein (0,45 V in Germanium, 0,75 V in Silizium, 1,2 V in Galliumarsenid), und hohe Ausgangsleistung muß mit großem Strom erreicht werden. Um zu hohen Frequenzen (über 1000 MHz) zu gelangen, ist der Leitungsquerschnitt aus Kapazitätsgründen zu verringern, was zu einer Abnahme des Stroms und der erreichbaren Ausgangsleistung mit steigender Frequenz führt.

6.4 Verstärker

Bild 9a zeigt die Grundsaltung des Diodenverstärkers. Sofern die externen frequenzbestimmenden passiven Elemente keinen Generator [12] enthalten, ist der (gestrichelt eingezeichnete) Verstärker-

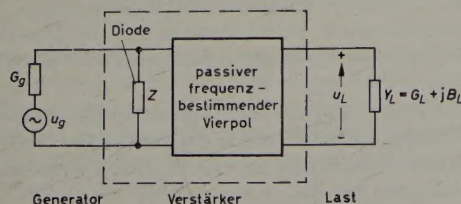


Bild 9a. Allgemeine Grundsaltung eines Diodenverstärkers mit Tunnel-Diode

vierpol reziprok, was gewöhnlich begriffliche und praktische Schwierigkeiten mit sich bringt. Die Verstärkungseigenschaften der Schaltung im Bild 9a lassen sich am besten durch den Übertragungsgewinn („transducer gain“) $A_{\bar{u}}$ charakterisieren, der als das Verhältnis der an den Lastwiderstand abgegebenen Leistung $|u_L|^2 |G_L|$ zu der vom Generator verfügbaren Leistung $|u_g|^2 |G_g|/4$ definiert ist [13].

$$A_{\bar{u}} = \frac{4 G_g G_L |z_{21}|^2}{|1 + Y_g Y_L \Delta^2 + Y_g z_{11} + Y_L z_{22}|^2} \quad (26)$$

wo z_{ik} die Parameter des im Bild 9a gestrichelt angedeuteten Verstärkervierpols sind und $\Delta^2 \equiv z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}$. Als praktisches

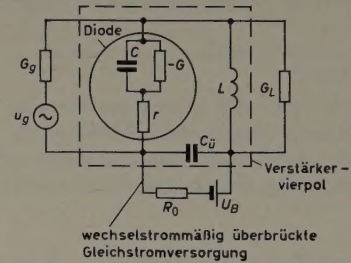


Bild 9b. Spezialfall eines Schmalbandverstärkers mit Tunnel-Diode

Beispiel sei der Schmalbandverstärker im Bild 9b betrachtet. Der Verstärkervierpol ist hier gegeben durch

$$z_{11} = z_{12} = z_{21} = z_{22} = Z \quad (27)$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{j \omega L} + \frac{-G + j \omega C}{1 + r(-G + j \omega C)} \quad (28)$$

so daß man für den Übertragungsgewinn

$$A_{\bar{u}} = \frac{4 G_g G_L}{\left| \frac{1}{Z} + G_g + G_L \right|^2} \quad (29)$$

erhält. Nimmt man an, daß $r \approx 0$, ergibt sich die einfache Gleichung

$$A_{\bar{u}} \approx \frac{4 G_g G_L}{\gamma^2 + \Omega^2} \quad (30)$$

wobei

$$\gamma = G_g + G_L - G, \quad (31)$$

$$\Omega = \omega C - \frac{1}{\omega L} = (\omega^2 - \omega_0^2) \frac{C}{\omega} \quad (32)$$

und die Bandmitte

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (33)$$

Bei $\omega = \omega_0$ ist der Übertragungsgewinn

$$A_{\bar{u}} = \frac{4 G_g G_L}{\gamma^2} \quad (34)$$

Aus Gl. (31) sieht man, daß die Verstärkung für $G_g + G_L = G$ unendlich wird und die Schaltung zu schwingen beginnt. Für stabilen Verstärkerbetrieb muß daher immer

$$\gamma > 0 \quad (35)$$

sein. Umgekehrt soll jedoch γ sehr klein sein, um hohe Verstärkung zu erreichen. Es ist daher nicht leicht, einen Verstärker mit hohem stabilem Übertragungsgewinn zu bauen. Kleine Änderungen im Generator- oder Lastwiderstand (Antenne, Transistor usw.) oder im negativen Widerstand der Diode (z.B. infolge Temperaturschwankungen) können den Verstärker entweder zum Schwingen bringen oder den Übertragungsgewinn stark herabsetzen. Experimentell hat man stabilen Übertragungsgewinn von 20 dB bis zu 100 MHz erreicht.

Die 3-dB-Bandbreite (bei der der Übertragungsgewinn auf die Hälfte des Maximalwertes in der Bandmitte abgefallen ist) ergibt sich aus Gl. (30) zu

$$B = \frac{\omega_0}{\pi} \left(\sqrt{\frac{\gamma^2}{4 \omega_0^2 C^2} + 1} + \frac{\gamma}{2 \omega_0 C} - 1 \right) \quad (36)$$

und daraus für kleine Werte von γ

$$B \approx \frac{\gamma}{2 \pi C} \quad (37)$$

Will man größere Bandbreite erreichen, dann muß man die einfache Induktivität im Bild 9b durch kompliziertere Filterschaltungen ersetzen [14].

6.5 Rauschen [15]

Die Rauschzahl (noise figure) F eines Verstärkers ist definiert als das Verhältnis der gesamten Ausgangsrauschleistung P_{ra} , die an die Last G_L abgegeben wird, zu der Ausgangsrauschleistung P_{rLg} , die auf das thermische Rauschen des Generators zurückzuführen ist. P_{rLg} ist

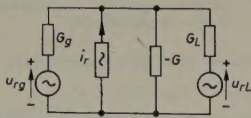


Bild 10. Rausch-Ersatzschaltbild des Tunnel-Dioden-Verstärkers. $\bar{u}_{rg}^2 = \frac{4kT_g \Delta f}{G_g}$

(thermische Rauschspannung der Quelle), $\bar{i}_r^2 = 2qI_0 \Delta f$ (Schottrauschstrom in der Diode), $\bar{u}_{rL}^2 = \frac{4kT_L \Delta f}{G_L}$ (thermische Rauschspannung des Lastwiderstandes)

gleich der vom Generator verfügbaren Rauschleistung $u_{rg}^2 G_g/4 = kT_g \Delta f$ mal dem Übertragungsgewinn des Verstärkers gemäß Gl. (34). T_g ist die Temperatur des Generatorwiderstandes und k die Boltzmannsche Konstante. Die gesamte Ausgangsrauschleistung errechnet man mit Hilfe von Bild 10. Sie besteht aus drei Anteilen:

$$P_{ra} = P_{rLg} + P_{rLd} + P_{rLL} \quad (38)$$

P_{rLg} ist die Ausgangsrauschleistung, die auf das thermische Rauschen zurückzuführen ist.

$$P_{rLg} = 4kT_g (G_g G_L / \gamma^2) \Delta f$$

P_{rLd} ist die Ausgangsrauschleistung, die vom Schottrauschen der Diode selbst herrührt.

$$P_{rLd} = 2qI_0 (G_L / \gamma^2) \Delta f$$

P_{rLL} ist die Ausgangsrauschleistung, die durch das thermische Rauschen des Lastwiderstandes erzeugt wird.

$$P_{rLL} = 4kT_L (G_L^2 / \gamma^2) \Delta f$$

T_L ist die Temperatur des Lastwiderstandes. Gemäß der obigen Definition erhält man also für die Rauschzahl F

$$F = \frac{P_{ra}}{P_{rLg}} = 1 + \frac{T_L}{T_g} \frac{G_L}{G_g} + \frac{qI_0}{2kT_g} \frac{1}{G_g} \quad (39)$$

Um eine kleine Rauschzahl zu erreichen, ist es daher vorteilhaft, den Lastleitwert viel kleiner als den Generatorleitwert zu machen, den Lastleitwert zu kühlen, die Diode bei kleinem Gleichstrom zu betreiben und den Generatorleitwert so groß wie möglich zu machen. Letzterer darf jedoch nicht größer sein als G gemäß Gl. (35), so daß man den folgenden Minimalwert für die Rauschzahl findet ($T_g = T_L = 300^\circ \text{K}$, $G_L \approx 0$, $G_g \approx G$)

$$F > 1 + 20 I_0 / G \quad (40)$$

Für einen rauscharmen Verstärker benötigt man daher eine Diode, die bei kleinen Gleichströmen einen hohen negativen Leitwert hat.

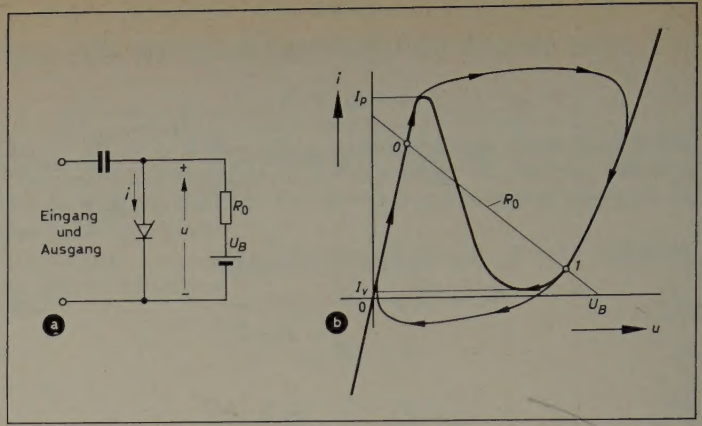


Bild 11. Schaltanwendung der Tunnel-Diode

Chang [16] beschreibt Verstärker, die bei 30 MHz 20...40 dB Übertragungsgewinn und Rauschzahlen zwischen 4,5 und 6,3 dB haben.

Zusätzlich zum Schottrauschen tritt bei niedrigen Frequenzen noch ein Rauschanteil mit einem $1/f$ -Spektrum auf [3], der mit dem früher erwähnten Zusatzstrom (excess current) um das Stromminimum (valley point) in Zusammenhang zu stehen scheint und möglicherweise auf Kristallfehler oder Oberflächeneffekte zurückgeführt werden kann.

6.6 Schaltanwendungen

Bistabile Schaltkreise (bistable switching circuits) gehören zu den erfolgversprechendsten Anwendungen der Tunnel-Diode. Der Verbrauch an Gleichstromleistung ist äußerst gering, und mit Höchstfrequenzdioden erreicht man Pulsfolgefrequenzen von nahezu 1000 MHz. Außerdem sind diese Schaltungen gegenüber kleinen Schwankungen in den Charakteristiken der Dioden oder der externen Elemente weit weniger empfindlich als beispielsweise Verstärker. Da jedoch Eingang und Ausgang bei einem Zweipol nicht getrennt sind, erfordert die Anwendung der Tunnel-Diode grundlegende Änderungen in der Auslegung von Pulssystemen. Im einfachsten Fall eines bistabilen Schaltkreises (Bild 11) wählt man den Widerstand R_0 so, daß seine Lastlinie die Diodencharakteristik in zwei Punkten, 0 und I, schneidet. Der bistabile Kreis befindet sich entweder im Zustand „0“, der niedriger Spannung und hohem Strom entspricht, oder im Zustand „I“ mit hoher Spannung und niedrigem Strom. Ist der Kreis im Zustand „0“ und wird der Schaltung ein Impuls solcher Höhe zugeführt, daß er den Strom über den Maximalwert (peak point) I_p anhebt, dann schaltet der Kreis selbsttätig entlang des durch Pfeile angedeuteten Weges auf Zustand „I“. Dieser Weg hängt von der Diode und den externen Elementen (zum Beispiel der immer vorhandenen Serieninduktivität) ab und kann ebenso wie die Schaltdauer (switching time) aus der früher erwähnten nichtlinearen exakten Theorie [9] bestimmt werden. Ein Impuls entgegengesetzten Vorzeichens schaltet den Kreis in ähnlicher Weise auf 0 zurück. Basierend auf diesem Prinzip, wurden Kombinationen von Tunnel-Dioden als Gedächtnis (memory) für schnelle elektronische Rechenmaschinen vorgeschlagen [17].

Verschiedene andere Schaltungen mit Tunnel-Dioden wurden u.a. in Electronic Design (Aug. 1959, Febr. 1960), Electronic Industries (Aug. 1959) und Electronic Equipment Engineering (Aug. 1959) veröffentlicht.

7. Zusammenfassung

Aus der kurzen Übersicht, die in diesem Aufsatz gegeben wurde, geht hervor, daß die Tunnel-Diode ein vielversprechendes Bauelement für Schaltanwendungen, Oszillatoren, Frequenzumwandler und Verstärker ist. Ihr Aufbau ist einfach, sie arbeitet bis zu höchsten Frequenzen, hat hohen Wirkungsgrad und ist unempfindlich gegenüber Temperaturschwankungen und Oberflächenverunreinigungen. Umgekehrt verlangen ihre hohe Kapazität, die kleine Ausgangsamplitude, die starke Tendenz zu unerwünschten Schwingungen und die Reziprozität des Zweipols grundlegende Umstellungen von konventionellen Schaltungen.

Herrn Dipl.-Phys. M. Schuller möchte der Verfasser für viele Diskussionen und die Überlassung von Meßresultaten herzlich danken. Bild 4 wurde freundlicherweise von Herrn Dr. R. N. Hall, General Electric Company, zur Verfügung gestellt.

- [1] Esaki, L.: Phys. Rev. Bd. 109 (1958) S. 603–605
- [2] Zener, C.: Proc. Roy. Soc. A Bd. 145 (1934) S. 523; McAfee, K. B., Ryder, E. J., Shockley, W., u. Sparks, M.: Phys. Rev. Bd. 83 (1951) S. 650; Chynoweth, A. G., u. McKay, K. G.: Phys. Rev. Bd. 106 (1957) S. 418; Houston, W. V.: Phys. Rev. Bd. 57 (1940) S. 184; Franz, W.: Ergebn. exakt. Naturwiss. Bd. 27 (1953) S. 16; Wannier, G. H.: Phys. Rev. Bd. 100 (1955) S. 1227, u. Bd. 101 (1956) S. 1835; ● Spenke, E.: Elektronische Halbleiter, S. 211. Berlin Göttingen/Heidelberg 1956, Springer; Keldysch, L. V.: Soviet Phys. JETP Bd. 33 (1958) Nr. 6, S. 763, u. Bd. 34 (1958) Nr. 7, S. 665; Morgan, J. V., u. Kane, E. O.: Phys. Rev. Letters Bd. 3 (1959) S. 466
- [3] Yajima, T., u. Esaki, L.: J. Phys. Soc. Japan Bd. 13 (1958) S. 1281
- [4] Semiconductor Products, May 1960
- [5] Sommers jr., H. S.: Proc. IRE Bd. 47 (1959) S. 1201
- [6] Lesk, I. A., Holonyak jr., N., Davidson, U. S., u. Aarons, M. W.: IRE WESCON Convention Rec. Teil 3 (1959) S. 9
- [7] Hall, R. N.: Trans. IRE Electron Devices Bd. ED-7 (1960) S. 1
- [8] Gremmelmaier, R., u. Henkel, H.-J.: Z. Naturforsch. Bd. 14a (1959) S. 1072
- [9] Schuller, M., u. Gärtner, W. W.: Small-signal and large-signal circuit theory

of active two-poles, with special application to tunnel diodes. Erscheint demnächst in Proc. IRE

- [10] ● z.B. Gärtner, W. W.: Transistors: Principles, design and applications, Kap. 17. Princeton 1960, Nostrand
- [11] z.B. Tiemann, J. J.: 1960 International solid-state circuits conference, 9. bis 12. Feb. 1960, Philadelphia, Pennsylvania, USA
- [12] Tellegen, B. D. H.: Philips Res. Rep. Bd. 3 (1948) S. 81; McMillan, E. M.: J. acoust. Soc. Amer. Bd. 19 (1947) S. 922; Mason, W. P., Hewitt, W. H., u. Wick, R. F.: J. appl. Phys. Bd. 24 (1953) S. 166; Shockley, W., u. Mason, W. P.: J. appl. Phys. Bd. 25 (1954) S. 677
- [13] ● Gärtner, W. W.: Transistors: Principles, design and applications, Kap. 10. Princeton 1960, Nostrand
- [14] Sard, E. W.: Proc. IRE Bd. 48 (1960) S. 357
- [15] Chang, K. K. N.: Proc. IRE Bd. 48 (1960) S. 107
- [16] Chang, K. K. N.: Proc. IRE Bd. 47 (1959) S. 1268
- [17] Miller, J. C., u.a.: 1960 International solid-state circuits conference, 9.–12. Feb. 1960, Philadelphia, Pennsylvania, USA

(eingegangen am 22. Januar 1960)

G. KOSEL

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenzphysik Rolandseck

Vielfachanzeige elektrischer Meßwerte

DK 621.317.3.083.722

Die gleichzeitige oszillografische Anzeige verschiedener elektrischer Spannungen ist mittels Rechteckimpulse möglich, die die einzelnen Meßstellen nacheinander abtasten. Es werden dafür geeignete Meßprinzipien, wie Impulsverzögerung und Impulsausblendung, beschrieben und Schaltungen angegeben, darunter eine Zehlschaltung mit Kaltkathodenröhre. Solche Impulse werden von einer Impulszentrale geliefert, die nach zwei Prinzipien arbeiten kann: mit Impulsverzögerung und mit Impulsausblendung. Zur Impulsausblendung ist insbesondere eine Schaltung angegeben und beschrieben, die mit Kaltkathodenzählröhren arbeitet und 27 Meßkanäle umfaßt. Eine Modulationseinrichtung sorgt dafür, daß die Impulshöhe proportional der zu messenden Spannung ist, und schließlich wird noch eine Schaltung gebracht, die zur Erzeugung der Sägezahnspannung für die Horizontalablenkung des Oszillografen dient.

In der Technik besteht häufig die Aufgabe, an mehreren Meßstellen gleichzeitig auftretende Spannungen auch gleichzeitig zur Anzeige zu bringen. Bei den hier beschriebenen Verfahren erfolgt die Abtastung mit Rechteckimpulsen, wobei die auf dem Oszillografen dargestellte Impulsamplitude gleich oder direkt proportional der Größe der Meßspannung ist. Wie weiter unten gezeigt wird, läßt sich diese Abtastung für positive und negative Meßspannungen mit ausschließlich positiven Impulsen durchführen. An den Ausgängen der Impulszentrale (Anzahl der Ausgänge mindestens gleich derjenigen der Meßstellen) müssen für die einzelnen Meßstellen zeitlich nacheinander Rechteck-

1. Impulsverzögerung

Um aus einer kontinuierlichen Impulsfolge an mehreren Ausgängen einer Schaltung zeitlich gleichmäßig gegeneinander versetzte Impulse zu gewinnen, lassen sich verschiedene Methoden anwenden. Bei der Kettenschaltung monostabiler Multivibratoren wird jede Kippschaltung von der Rückflanke des Impulses gesteuert, der von dem vorhergehenden Multivibrator erzeugt wird. Diese Schaltung ist jedoch sehr aufwendig, da mindestens eine Doppeltriode je Meßkanal erforderlich ist. Weiterhin können zur Verzögerung Laufzeitketten eingesetzt werden. Dabei ist jedoch auf die Einhaltung einer gewissen Mindestbandbreite zu achten. Wie die Fourier-Analyse einer Rechteckimpulsfolge zeigt, folgt das Frequenzspektrum der sogenannten Spaltfunktion $\frac{\sin x}{x}$. Theoretisch wäre zur exakten Impulsübertragung ein unendlich breites Frequenzband nötig. Praktisch genügt jedoch für eine gute Impulswiedergabe die Übertragung der ersten vier Wellengruppen des Fourier-Spektrums (unter Wellengruppe seien hier die Frequenzen zwischen zwei Nullstellen der Spaltfunktion verstanden). Unter Berücksichtigung der Grenzfrequenz von Laufzeitketten ergibt sich

$$T \leq \frac{t_i}{4\pi} \quad (1)$$

mit der Verzögerungszeit T und der Impulsbreite t_i . Für eine Verzögerung von der Dauer einer Impulsbreite sind bei verzerrungsfreier Übertragung bereits 12 Glieder nötig. Die direkte Impulsverzögerung mit Laufzeitketten ist also ebenfalls sehr aufwendig. Weniger Aufwand erfordert ein indirektes Verfahren, das sich insbesondere bei der Verzögerung sehr kurzer Impulse bewährt hat. Das Blockbild einer solchen Anordnung für vier Kanäle zeigt Bild 2. Ein Multivibrator, der Impulse von etwa der zehnfachen Breite der zu verzögernden Impulse erzeugt, speist eine Laufzeitkette. Von den einzelnen Abgriffen werden die verzögerten Impulse sowohl einem Schmitt-Kreis als auch vier Und-Schaltungen zugeführt. Die Ausgänge der Lauf-

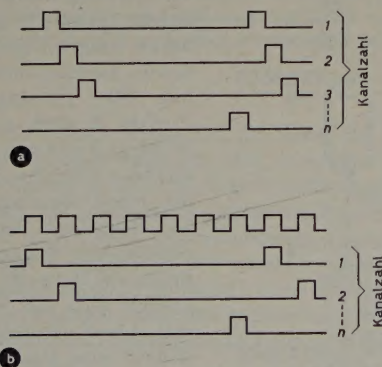


Bild 1. Impulsverzögerung (a) und Impulsausblendung (b)

impulse abgenommen werden. Für den Aufbau der Impulszentrale sind zwei Prinzipien anwendbar: Impulsverzögerung (Bild 1a) und Impulsausblendung (Bild 1b). Die phasenstarr getriggerte Horizontalablenkung des Oszillografen muß so schnell erfolgen, daß ein flimmerfreies Bild den Eindruck einer gleichzeitigen Anzeige sämtlicher Meßwerte hervorruft.

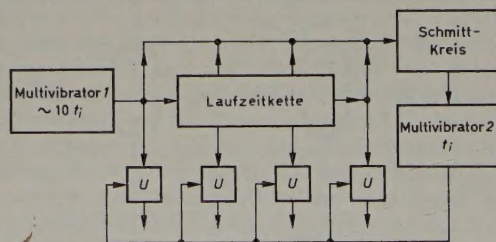


Bild 2. Blockbild einer Anordnung zur Verzögerung kurzer Impulse

zeitkette sind durch Dioden entkoppelt. Vom Ausgang des Schmitt-Kreises wird ein Multivibrator getriggert, der die zu verzögernden Impulse erzeugt und ebenfalls den Und-Schaltungen zuführt. An den Ausgängen dieser Schaltung können zeitlich nacheinander die Schaltimpulse von der Breite t_i abgenommen werden. Gl. (1) braucht hier nicht berücksichtigt zu werden, weil für die in der Laufzeitkette verzögerten Impulse eine Flankenverschleifung bis zu $5 t_i$ zulässig ist, das heißt, die Rechteckimpulse dürfen bis zur Form von Glockenimpulsen verschliffen werden. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die vom Multivibrator 2 erzeugten Impulse zur Zeit des Maximums der breiten Impulse an die Und-Schaltungen gelangen. Das ist beispielsweise mit einer geeigneten, dem Schmitt-Kreis nachgeschalteten Verzögerungseinrichtung erreichbar. Diese Anordnung läßt sich um eine beliebige Kanalzahl erweitern. Die Lücken zwischen den einzelnen Kanälen können durch Parallelschalten mehrerer Einheiten geschlossen werden.

2. Impulsausblendung

Außer den in der Rechenmaschinentechnik gebräuchlichen Torschaltungen [1] sowie Dioden- und Ferritkernmatrizen [2] lassen sich zur Impulsausblendung auch Kaltkathodenzählröhren [3] verwenden. Eine derartige Schaltung für 27 Kanäle zeigt Bild 3. Bei jedem an die beiden Hilfskatoden der Zählröhre gelangenden negativen Impuls springt die Glimmentladung auf die nächste Hauptkatode über. An diesen zehn Hauptkathoden können also zeitlich nacheinander positive Rechteckimpulse von der Dauer einer Periode der Steuerfrequenz abgenommen werden. Sind nur zehn Kanäle zu schalten, dann genügt die Verwendung einer Zählröhre ohne zusätzliche Steuerschaltungen. Bei mehr als zehn Kanälen ist nach Durchlaufen der ersten zehn Stellungen die Steuerspannung auf die nächste Stufe umzuschalten. Je Zählröhre können dann nur noch neun Impulse abgegriffen werden, da der zehnte Impuls die Umschalteneinrichtung triggern muß und die Entladung in dieser Röhre bis nach Durchlaufen der übrigen Röhren in Stellung 10 stehenbleibt. Da zur sicheren Fortschaltung der Glimmentladung Impulse von mindestens $80 V_{ss}$ erforderlich sind, werden für die Torschaltung Röhren verwandt ($Rö 2, Rö 4, Rö 6$). Die an den Eingang der Schaltung im Bild 3 gelangende Rechteckwelle wird differenziert und gleichgerichtet. Um ein einwandfreies Arbeiten sicherzustellen, müssen die positiven Impulse am Gitter von $Rö 1$ eine Amplitude von mindestens $30 V_{ss}$ haben. Dieser Wert ist von der Amplitude und Flankendauer der Eingangs-Rechteckwelle abhängig. Ist $Rö 7$ gesperrt, dann liegt am Gitter von $Rö 2$ eine negative Spannung von 13 V. Jeder positive Impuls tastet $Rö 2$ auf und schaltet die Glimmentladung in $Rö 3$ auf die jeweils nächste Hauptkatode um. An den zehn Kathoden können positive Rechteckimpulse von 10 V abgegriffen werden. Gelangt die Entladung auf die zehnte Katode, dann kippt die erste Flip-Flop-Stufe ($Rö 7, Rö 8$) und sperrt $Rö 2$. $Rö 4$ wird nur geöffnet, wenn $Rö 8$ und $Rö 9$ gesperrt sind. Nach

Durchlaufen der zweiten Zählröhre ($Rö 5$) kippt auch die zweite Flip-Flop-Stufe ($Rö 9, Rö 10$). Über $Rö 6$ gelangen die Schaltimpulse an die hier nicht gezeichnete dritte Zählröhre. Von der Katode 10 werden die Flip-Flop-Stufen wieder in den Ausgangszustand zurückgekippt (die Punkte B sind mit Katode 10 der dritten Zählröhre verbunden). Es beginnt ein neuer Durchlauf bei $Rö 3$, Katode 1. Da die zehnte Katode jeder Zählröhre keinen verwertbaren Impuls liefert, entsteht nach neun Impulsen jeweils eine Lücke. Zur besseren Markierung wird diese Lücke auf dem Oszillografen zweckmäßigerweise dunkelgetastet.

Diese Schaltung läßt sich um eine beliebige Anzahl von Kanälen erweitern. Bei Verwendung von n Zählröhren lassen sich $9n$ Kanäle schalten ($n = 2, 3 \dots$). Hierfür sind n Schaltzählröhren und $n-1$ Flip-Flop-Stufen erforderlich. Die Stellung der Flip-Flop-Stufen im Einschaltmoment ist gleichgültig. Bereits beim zweiten Durchlauf wird in jedem Falle die richtige Reihenfolge erreicht.

3. Abtastung der Meßspannung

Die an den Kathoden der Zählröhren abnehmbaren positiven Rechteckimpulse haben zunächst alle die gleiche Amplitude. Proportional zur Höhe der Meßspannung muß diese Amplitude aber verändert werden. Eine hierfür geeignete Schaltung zeigt Bild 4. Kanal I wird bei positiver, Kanal II bei negativer Meßspannung wirksam. Für $U_m = 0$ kann auch die Impulsspannung auf Null geregelt werden. In den Punkten A und B werden die Ausgangsimpulse sämtlicher Meßkanäle überlagert. Die Mischstufe ($Rö 1, Rö 2$) braucht also auch bei beliebig vielen Kanälen nur einmal aufgebaut zu werden. $Rö 1$ arbeitet, von rechts betrachtet, in Gitterbasis-, von links betrachtet, in Kathodenbasisschaltung. Entsprechend

$$\frac{V_G}{V_K} = \frac{\mu + 1}{\mu} \quad (2)$$

ist der Unterschied der Verstärkungen bei Röhren mit hohem Verstärkungsgrad nur gering. Zur genauen Einstellung ist am Gitter 1 ein Potentiometer vorhanden. Bei positiver Meßspannung erscheinen an der Anode von $Rö 1$ positive, bei negativer Meßspannung negative Rechteckimpulse. Die gezeichnete Anordnung ist so dimensioniert, daß die Ausgangsimpulsamplitude gleich der Größe der Meßspannung ist. Dieser lineare Zusammenhang gilt im Bereich $-8 V \leq U_m \leq +8 V$. Falls sichergestellt ist, daß nur positive oder nur negative Meßspannungen auftreten, genügt die Anwendung von Kanal I oder Kanal II.

4. Horizontalablenkung

Zur Erzeugung des Sägezahns für die Horizontalablenkung des Oszillografen wird eine in der angelsächsischen Literatur als „bootstrap connection“ [4, 5] bezeichnete Schaltung benutzt (Bild 5). Ist $Rö 1$

gesperrt, dann kann sich der Kondensator C über die beiden Anodenwiderstände aufladen. Jede Potentialänderung des Punktes A wird auf das Gitter von $Rö 2$ übertragen, die als Kathodenverstärker arbeitet, der die Leerlaufverstärkung $V = 1$ hat. Eine Potentialänderung im Punkte A wird also in gleicher Weise in B wirksam, so daß an R immer eine konstante Spannung liegt, die einen konstanten Ladestrom zur Folge hat. Die am Ausgang abnehmbare Spannung steigt also linear an. Wird $Rö 1$ leitend, dann entlädt sich der Kondensator C mit der Zeitkonstante CR_i . Gesteuert wird diese Anordnung von einer Flip-Flop-Stufe. Der Punkt C ist mit der ersten Katode der

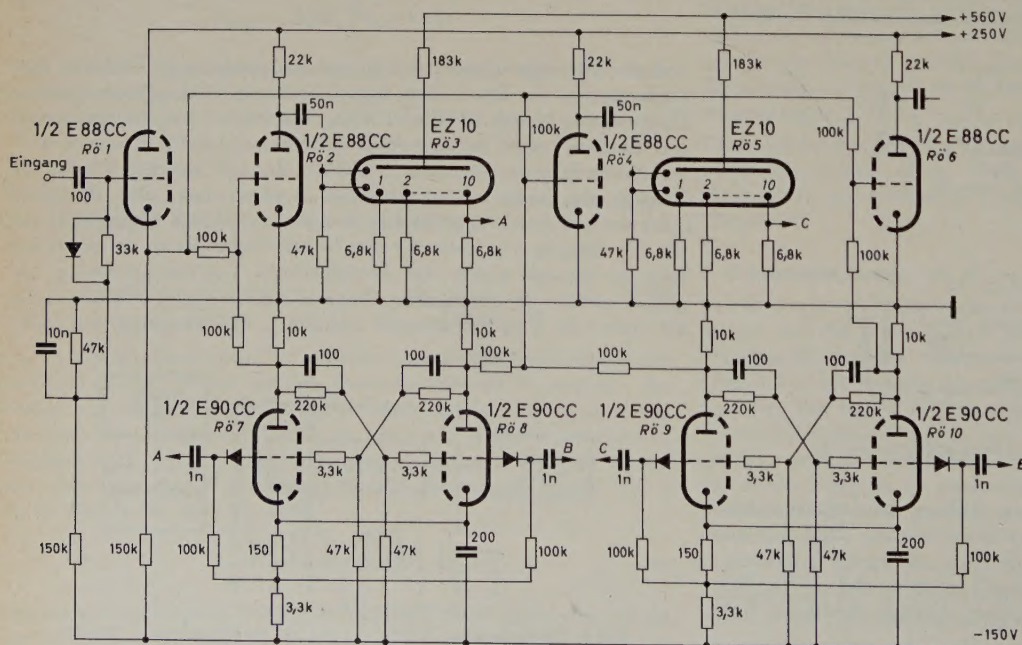


Bild 3. Schaltung einer Impulszentrale

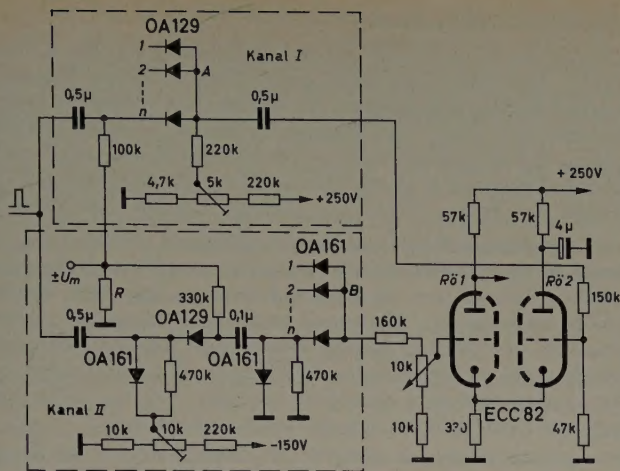


Bild 4. Schaltung einer Amplitudenmodulationseinrichtung für Rechteckimpulse

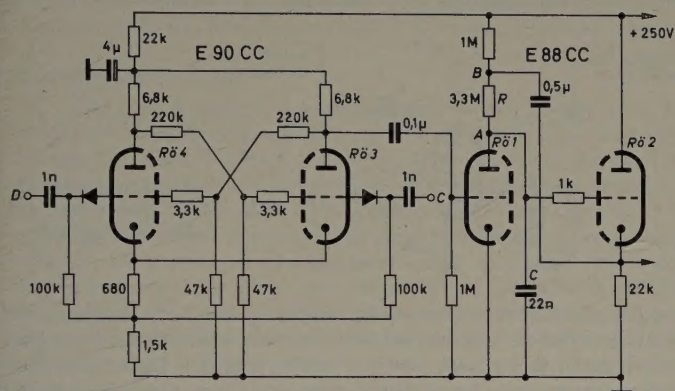


Bild 5. Horizontalablenkteil für den Oszillografen

ersten Zählröhre, Punkt *D* mit der zehnten Katode der letzten Zählröhre verbunden. Für die Entladung des Kondensators *C* steht also eine Periode der Steuerfrequenz zur Verfügung. Entsprechend ist die Zeitkonstante CR_i zu bemessen. Falls nicht durch andere Bedingungen vorgeschrieben, wird eine Sägezahnfrequenz von 100 Hz gewählt. Auf dem Oszillografenschirm entsteht dann ein flimmerfreies Bild. Bei Verwendung von *n* Zählröhren gilt dann für die Steuerfrequenz in Hertz

$$f = n \cdot 10^3 \quad (3)$$

Die Dächer der am Ausgang der Schaltung im Bild 4 abgenommenen Rechteckimpulse bilden auf dem Oszillografenschirm eine Treppenkurve. Insbesondere wenn Meßspannungen verschiedener Polarität angezeigt werden, ist es zweckmäßig, gleichzeitig eine Nulllinie zu schreiben. Hierfür gibt es zwei Möglichkeiten. Mit dem an der linken Anode der Flip-Flop-Stufe im Bild 5 abnehmbaren Impuls kann der Rücklauf hellgetastet werden. Die Helligkeit des Hinlaufs ist damit jedoch nicht erreichbar. Bei der zweiten Möglichkeit wird zwischen dem Ausgang der Schaltung im Bild 4 und dem Eingang des Vertikalverstärkers des Oszillografen eine zusätzliche Torschaltung angeordnet, die durch eine weitere Flip-Flop-Stufe gesteuert wird. Die Triggerimpulse erhält der Flip-Flop von der zehnten Katode der letzten Zählröhre. Dabei wird zwar die Sägezahnfrequenz nicht verändert, die „Bildfrequenz“ jedoch halbiert. Der mit Gl. (3) errechnete Wert ist in diesem Falle zu verdoppeln.

Schrifttum

- [1] ● Kretzmann, R.: Handbuch der industriellen Elektronik, S. 137. Berlin 1954 Verlag f. Radio-Foto-Kinotechn.
- [2] ● Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band IV, S. 704. Berlin 1957, Verlag f. Radio-Foto-Kinotechn.
- [3] ● Millman, J., u. Taub, H.: Pulse and digital circuits, S. 335. New York 1956, McGraw-Hill
- [4] ● Millman, J., u. Taub, H.: Pulse and digital circuits, S. 228. New York 1956, McGraw-Hill
- [5] Kranert, K.: Die Erzeugung linearer Sägezahnspannungen mit der Bootstrap-Schaltung. Elektron. Rdsch. Bd. 14 (1960) Nr. 5, S. 13–15

(eingegangen am 29. Januar 1960)

Ein Schnelldrucker für 3000 Wörter/min

DK 681.142-83:681.646

An dem Beispiel eines Schnelldruckers, der 3000 Wörter/min aufzeichnet, wird ein neues elektrostatisches Aufzeichnungsverfahren beschrieben, dessen theoretisch obere Grenze bei 500 000 Wörtern/min liegt. Das Schriftbild wird durch punktförmige Aufladung an der Oberfläche des Aufzeichnungspapieres erzeugt, durch Aufstäuben von Farbpulver sichtbar gemacht und durch thermische Einwirkung fixiert. Nach einer allgemeinen Funktionsübersicht werden die einzelnen Steuerungsvorgänge im Empfangsverteiler, bei der Codierung, der Elektrodenauswahl und bei der Sende-Übertragung erläutert. Eine Übersicht über die Vorteile dieses Schnelldruckers schließt die Arbeit ab.

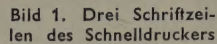
Bisher standen die Geschwindigkeiten, mit denen die modernen elektronischen Rechenanlagen imstande sind, komplizierteste Aufgaben zu bearbeiten, in wenig wirtschaftlichem Verhältnis zu den bestehenden Möglichkeiten, die rechnerisch ermittelten Ergebnisse schriftlich festzulegen. Zeit und Kosten beanspruchende Umspeicherungen in Magnetbänder oder Lochstreifen für ein späteres langsames Umsetzen in den lesbaren Zustand mußten in Kauf genommen werden. Es ist deshalb nur verständlich, daß man bemüht war, Einrichtungen zu schaffen, die ein direktes Herausschreiben der Informationen aus der Rechenanlage gestatten.

Eine erfolgreiche Entwicklung in dieser Richtung hat die amerikanische *Burroughs Corporation* mit ihrem neuen Schnelldrucker geleistet. Dieses Gerät, für das eine Aufzeichnungsgeschwindigkeit von 750 Wörtern/min verlangt war, wurde der schnellste Allzweck-Schreiber auf dem Gebiet der Nachrichtenübermittlung, der bisher bekannt ist. In der jetzigen Form kann das Gerät mehr als 3000 Wörter/min oder vier volle Zeilen/s, die sich aus je 72 Einzelzeichen zusammensetzen, aufzeichnen. Damit ist es 50mal schneller als die

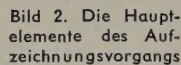
neuesten handelsüblichen Schreiber und etwa 20mal schneller, als die meisten Menschen sprechen können. Die Geschwindigkeit von 3000 Wörtern/min ist erreichbar, wenn die Informationen dem Gerät durch parallele Eingabe zugeführt werden; 750 Wörter/min zeichnet es bei Impulszufuhr nach dem Fernschreibcode auf. Die theoretisch obere Geschwindigkeit des verwendeten Aufzeichnungsverfahrens liegt noch weit höher und dürfte erst bei 500 000 Wörtern/min seine Grenze finden. Damit ist das System natürlich auch in starkem Maße für viele andere Anwendungsfälle und ganz besonders für den Anschluß an elektronische Rechner von außerordentlichem Interesse.

1. Das Aufzeichnungsverfahren

Ein so schnelles Schreibverfahren kann sich keineswegs mehr mechanischer Einstellelemente, wie sie vom Typenschreiber her bekannt sind, bedienen. Bei einer Geschwindigkeit von 750 Wörtern/min sind Typenhebel der notwendigen Beschleunigung nicht mehr gewachsen, ganz abgesehen davon, daß ihre Trägheit zu gegenseitigen Behinderungen führen würde. Bei dem neuen Schnelldrucker wird das Schriftbild eines jeden Buchstabens durch elektrostatische Aufladung des Aufzeichnungspapieres fixiert. 72 Druckköpfe, die, nebeneinander angeordnet, eine komplette Zeile bilden, übernehmen diese Aufgabe. Jeder Kopf enthält — in Kunststoff eingebettet — 35 dünne Stifte, und zwar so angeordnet, daß fünf Stück nebeneinander und sieben solcher Reihen übereinander liegen. Mit diesen Stiften, die das Aufzeichnungspapier nicht berühren, sondern einen genau gesicherten geringen Abstand von ihm halten, wird die Form der Buchstaben, Ziffern und Zeichen gebildet (Bild 1). Elektrische Impulse, durch die eingehenden Informationen ausgelöst, laden trennscharf alle 35 Stifte



Die so erzeugte Fixierung eines Zeichens macht es aber noch keineswegs sichtbar. Nach der elektrostatischen Aufladung durch die verschiedenen nebeneinanderliegenden Druckköpfe (Bild 2) wandert das Aufzeichnungspapier unter eine Vorrichtung, die es mit einem trockenen Farbpulver in Verbindung bringt, das an den Ladungsstellen infolge der elektrostatischen Anziehungskraft haften bleibt. Als nächste Station passiert das Papier eine temperaturkontrollierte Heizvorrichtung. Hier wird durch Erweichen einer thermoplastischen Schicht auf dem Papier mittels einer Rolle das Farbpulver in die



Schicht gedrückt. Nach dieser Behandlung steht ein klarer, lesbarer Text zur Verfügung. Die Güte des Schriftbildes hängt von der Polarität der elektrostatischen Spannung, der Stärke des elektrischen Feldes und der Oberflächenbeschaffenheit des Papiers ab. Negative Spannung an den punktförmigen Elektroden der Druckköpfe ergibt kleine runde Punkte, wie sie die Schriftprobe (Bild 1) zeigt.

Das Prinzip der Steuerung des neuen Druckers zeigt das Blockschema im Bild 3. Das Gerät kann neben seiner ausgezeichneten Empfangseigenschaft auch zum Aussenden von Nachrichten verwendet werden. Dabei lassen sich sowohl eine Tastatur als auch ein Lochstreifenreader benutzen. Bei Zusammenarbeit mit dem Empfangverteiler werden abgehende Impulse nur übertragen, wenn der Empfangsteil mit dem Schreiben von Informationen aus anderen Quellen beschäftigt ist.

In der Empfangsstellung wird im Empfangsteil zunächst die einlaufende, im Fernschreibcode aus fünf aufeinanderfolgenden Impulsen bestehende Information in eine Information mit fünf Parallel-Impulsen umgewandelt. Zusammen mit einem zugefügten sechsten Buchstaben- oder Zeichen-Impuls werden diese Informationen durch Vergleichen mit 50 Spannungen, die die Schriftzeichen (Buchstaben, Ziffern, Interpunktionen) darstellen, oder mit einer von sechs Spannungen, die Kontrollfunktionen umfassen, entschlüsselt.

In einem Umschlüßler, der eine Dioden-Matrix enthält, werden die das einzelne Schriftbild formenden Druckstifte ausgewählt. Steuerstufen (Bild 4), die mit besonderen Schaltröhren ausgerüstet sind, legen dann eine negative Ladespannung an die Stifte. Diese Stifte

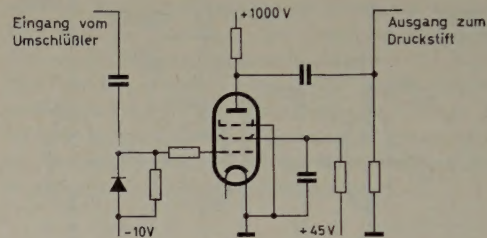


Bild 4. Schaltung
der Steuerstufe
für die Druckstifte

sind bei allen 72 Druckköpfen, die eine komplette Schreibzeile bilden, parallelgeschaltet. Um nun ein Zeichen nach dem anderen fortschreitend fixieren zu können, stehen den Druckköpfen hinter dem Aufzeichnungspapier 72 feste Elektroden gegenüber. Ein Schrittwähler (Bild 3) schaltet, von einem Stufenzähler gesteuert, Impulse mit positiver Polarität nacheinander an die einzelnen Elektroden und veranlaßt so, daß die Schriftzeichenfixierung entlang der Druckzeile fortschreitet. Um eine Zeile auf diese Weise zu bilden, wird nur der Bruchteil einer Sekunde benötigt.

Der Empfangsverteiler (Bild 5) arbeitet ähnlich wie ein mechanischer Verteiler. Verwendet wird dabei eine Sägezahnspannung, die vom Startimpuls des eingehenden Codezeichens ausgelöst wird. Die linear ansteigende Sägezahnspannung wird in den Vergleichsschaltungen $V 1 \dots V 6$ einer festen Bezugsspannung gegenübergestellt. Sind beide Spannungen gleich, dann gibt die betreffende Vergleichsschaltung einen Ausgangsimpuls ($t_0 \dots t_6$) ab. Hierbei löscht der Impuls t_0 die

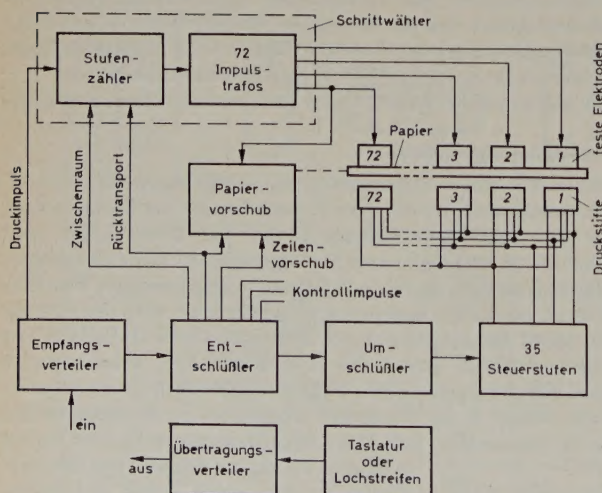
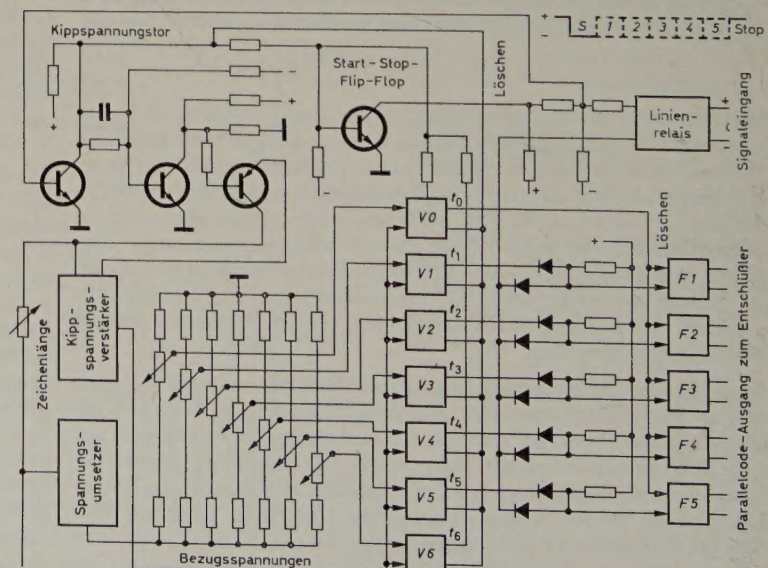


Bild 3. Blockbild des Schnelldruckers

Bild 5. Schaltung des Empfangsverteilers mit der Code-Umwandlung aufeinanderfolgender in parallele Impulse



Flip-Flop $F 1 \dots F 5$, falls sie noch durch ein vorhergehendes Zeichen markiert waren. Die Impulse $t_1 \dots t_5$ dagegen gelangen auf je ein Und-Tor, dessen anderer Eingang mit dem Linienrelais verbunden ist. Ist das Liniensignal positiv, wenn eine Vergleichsschaltung gerade einen Impuls abgibt, dann geht dieser Impuls durch das Und-Tor hindurch und setzt den zugehörigen Flip-Flop. An allen offenen Und-Toren gehen die Flip-Flop in „Ein“-Stellung. Auf diese Weise werden alle fünf Informations-Impulse der Reihe nach in den Flip-Flop gespeichert. Der letzte Vergleichsimpuls (t_5) sorgt dafür, daß die Schaltung für die Sägezahnspannung in den Ruhezustand geht. Der Verteiler ist dann wieder bereit, das nächste Merkmal zu übernehmen, das sich auf der ankommenden Leitung zeigt.

Soll die Geschwindigkeit der Übertragung geändert werden, was sich auf die Zeichenlänge auswirkt, dann läßt sich die Neigung der linear ansteigenden Sägezahnspannung verändern. Um auch regelmäßig verzerrte Signale noch lesen zu können, wird die Bezugsspannung verschoben (Bild 5). Man erreicht dadurch einen anderen Zeitpunkt für den Einsatz der Impulse $t_0 \dots t_5$. Für die Sägezahnspannung und den Spannungsteiler der Bezugsspannungen steht ein gemeinsamer Netzteil zur Verfügung. Bei einer Schwankung der Versorgungsspannung ändert sich dadurch die Neigung der Sägezahnspannung im gleichen Verhältnis wie die Bezugsspannung, so daß keine Zeitfehler auftreten.

4. Codierungsvorgänge

Die Flip-Flop-Ausgänge des Empfangsverteilers führen zum Entschlüssler. Dazu kommt ein Eingang von einem Zeichen- oder Buchstaben-Flip-Flop, mit dem der Entschlüssler bei einem aus der Übertragungsleitung kommenden Zeichen- oder Buchstabenwechsel unterrichtet wird. Ein Wechsel auf Buchstaben zum Beispiel veranlaßt, daß alle ankommenden Codegruppen so lange zu Buchstaben entschlüsselt werden, bis ein Signal zum Zeichenwechsel empfangen wird. Jeder der verfügbaren Ausgänge des Entschlüsslers, die durch Vergleichen der einlaufenden Informationen mit 50 festen Bezugsspannungen zustande kommen, läßt die Bildung beliebiger Schriftzeichen zu. In dem nachgeschalteten Umschlüssler werden daraus mit einer Dioden-Matrix die 35 Ausgänge gewonnen, die über die Steuerstufen zu den Druckstiften führen.

5. Elektrodenwähler

Ist die positive Spannung an die Druckstifte angelegt, dann muß dafür gesorgt werden, daß an der richtigen Stelle der Druckzeile die feste Elektrode hinter dem Papier die gegenpolige Spannung erhält. Diese Aufgabe übernimmt ein Schrittwähler, der vom Empfangsverteiler mit einem Druckimpuls (Bild 3) gesteuert wird.

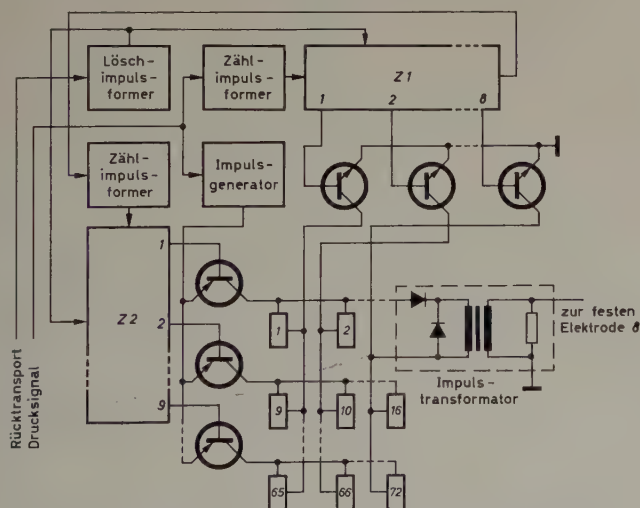


Bild 6. Schaltung des Schrittwählers für die Steuerung der Impulstransformatoren zur Anschaltung der festen Elektroden

Zwei Ringzähler, im wesentlichen aus Flip-Flop zusammengesetzt, wählen den Impulstransformator für die Anschaltung der erforderlichen festen Elektrode aus. Beide Zähler starten bei 1 (Bild 6). Zunächst zählt der Ringzähler $Z 1$ (achtstufig) — immer um eine Stufe weiterschaltend — bis 8. Damit werden die ersten acht Zeichen der

Druckzeile fixiert. Bei der achten Stufe erhält der Ringzähler $Z 2$ (neunstufig) einen Steuerimpuls, schaltet um eine Stufe weiter zur Position 2 und bleibt dort stehen. Der Ringzähler $Z 1$ zählt wieder von 1 bis 8 durch und fixiert damit die Zeichen 9 bis 16 der Druckzeile. Auf diese Weise kann durch schrittweises Weiterschalten der beiden Zähler eine Druckzeile mit latenten Schriftzeichen festgelegt werden. Am Ende einer solchen Zeile, oder wenn durch den Entschlüssler ein Zeilenende-Impuls gegeben wird, geht ein Zeilenvorschubsignal zur Papiertransportsteuerung (Bild 3), so daß ein Überdrucken der vorhergehenden Zeile vermieden wird.

6. Ausgangsübertragung

Da der Schnelldrucker auch als Sendegerät verwendet werden kann, ist die Übersetzung der ausgehenden Zeichen in den Übertragungscode gleichfalls von Interesse. Drückt der Bediende auf eine Taste in der Tastatur (Bild 3), dann bringt ein System von mechanischen Stangen fünf Schalter in Bewegung, die die Codegruppe für das betreffende Zeichen erzeugen. Das Tastenfeld ist dabei mit dem Übertragungsverteiler so verbunden, daß die nächste Taste erst dann gedrückt werden kann, wenn die vorhergehende Codegruppe übertragen ist.

Der Übertragungsverteiler — ähnlich dem Verteiler im Empfangsteil — schaltet sich nacheinander an fünf Flip-Flop, die die Verschließung der eingetasteten Buchstaben übernehmen, und veranlaßt das Linienrelais (einen Transistorschalter), den entsprechenden Fünfercode auf die Leitung zu geben. Der Startimpuls setzt das Linienrelais zum Beispiel auf Null, was dem Zwischenraumzustand entspricht. Nach dem Startimpuls bringt der erste Codeimpuls dem Linienrelais ein Strom- oder Nichtstromzeichen, je nachdem, ob der erste Stangenschalter offen oder geschlossen ist. Das wiederholt sich sinngemäß bei den Schaltern 2 bis 5. Anschließend an den fünften Informationsimpuls setzt ein Stopimpuls das Linienrelais in den Stromzustand, in dem es verbleibt, bis das nächste Zeichen beginnt.

7. Grundsätzliche Vorteile

Das besondere Merkmal der beschriebenen neuen Technik ist vor allem die hohe Aufzeichnungsgeschwindigkeit, die es gestattet, maximal 1050000 Markierungspunkte in einer Sekunde zu fixieren. Man könnte also gesprochene Nachrichten mit einigen hunderttausend Wörtern/min schriftlich festhalten, die Grenze ist hierbei aber durch die Geschwindigkeit gegeben, mit der das Aufzeichnungspapier behandelt werden kann. Die einzige mechanische Bewegung im Schnelldrucker ist der Papiertransport unter den Druckköpfen. Deswegen arbeitet er mit wenig Geräusch und zeigt äußerst geringe Abnutzung. Auftretende Schwierigkeiten in der Steuerung lassen sich durch austauschbare Einschübe schnell beheben. Da der Weg vom aufgenommenen Impuls bis zur geschriebenen Nachricht nur wenige Zwischenstufen umfaßt, erreicht man ein hohes Maß an Zuverlässigkeit und geringe Unterhaltungskosten. Die erforderliche Leistung zum Drucken von 5000 Zeichen/s hintereinander liegt bei ungefähr 5 W zuzüglich der Aufwendungen für das Bewegen des Papiers und für die Heizung zum Festhalten der sichtbar gemachten Aufzeichnung. Das Papier ist nur etwas teurer als übliches Schreibpapier. Der gesamte Aufzeichnungsvorgang ist ungewöhnlich sauber; man erhält unmittelbar eine trockene, dauerhafte und gut lesbare Niederschrift auf geruchlosem, nichtgiftigem Papier.

In Serie gefertigt, dürfte dieser Schnelldrucker nur etwa die Hälfte der bisherigen Standarddrucker kosten. Er arbeitet mit jedem normalen Lochstreifen, kann aber auch als Aufzeichnungsgerät in Telefon- oder Funknetze eingeschaltet werden, um Nachrichten über Land oder aus Übersee direkt festzuhalten. Besonders augenfällig ist — wie eingangs genannt — jedoch seine Verwendung bei Digitalrechnern für die schnelle Auslistung der Ergebnisse.

H. M.

Schrifttum

- [1] McNaney, J. T.: Electron gun operates high-speed printer. Electronics Bd. 31 (1958) Nr. 39, S. 74—77
- [2] Hennig, W.: Eine elektronische Schnellschreibmaschine. Elektronik Bd. 8 (1959) Nr. 5, S. 130
- [3] Electrostatic recording device prints 3000 Wpm a line at a time. Electr. Engng. Bd. 78 (1959) Nr. 1, S. 111—112
- [4] West, R. E.: High-speed readout for data processing. Electronics Bd. 32 (1959) Nr. 22, S. 83—85

(eingegangen am 18. Januar 1960)

Bemerkungen zum Entwurf eines volltransistorisierten AM-FM-Empfängers

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 14 (1960) Nr. 6, S. 239

DK 621.314.7:621.396.62.001.1

Der zweite Teil behandelt zunächst die Stabilitätsbedingungen für einen ZF-Verstärker unter Berücksichtigung komplexer Steilheit und Rückwirkung sowie eine neue, besonders einfache Neutralisationsschaltung für zwei ZF. Der Autor zeigt, daß die Amplitudenbegrenzung im FM-ZF-Verstärker eine Diodenbegrenzung und als solche berechenbar ist. Die durch die Sperrträgheit der Kollektorbasisdiode bedingten Störscheinungen sind auch erfaßt. Der Kollektorkreis im FM-ZF-Verstärker soll möglichst breitbandig sein. Nach einer kurzen, näherungsweisen Ableitung der grundlegenden Formeln für Transistor-B-Verstärkerstufen wird eine Formel für die ungefähre Bestimmung der mittleren Leistungsaufnahme einer Gegentakt-B-Stufe bei Musik- und Sprach-Aussteuerung angegeben.

4. Der ZF-Verstärker

Die Regelung des AM-ZF-Verstärkers bereitet bei zweckmäßiger Dimensionierung keine Schwierigkeiten. Eine Dämpfungsdiode ist nicht nötig. Es hat auch keinen Zweck, die Verzerrungsgrenze des ZF-Verstärkers über die durch die Mischstufe bedingte Grenze hinaus zu verbessern. Bei der maximal von der Mischstufe zu verarbeitenden Eingangsspannung soll der erste ZF-Transistor maximal geregelt sein. Dabei darf er weder auf der Basisseite noch auf der Kollektorseite bis zu unzulässigem Modulationsklirrfaktor angesteuert werden. Das läßt sich durch günstige Verteilung der Verstärkung auf die einzelnen Verstärkerstufen sowie mit einer Dimensionierung erreichen, durch die V_b möglichst klein wird. Wie eine nähere Untersuchung zeigt, darf die Mischstufe nur wenig verstärken. Bei der letzten ZF-Stufe soll bei kleinster Batteriespannung und größter Eingangsspannung die Bedingung $2 \hat{u}_{ce} < \bar{U}_{ce}$ eingehalten werden. Es zeigt sich ferner, wie schon von Röhrengeräten her bekannt, daß die letzte ZF-Stufe schwächer geregelt werden muß als die erste. Durch Verwendung des letzten ZF-Transistors als Kollektorbasis-Regelspannungsverstärker ergibt sich infolge der Gleichstromgegenkopplung von selbst eine schwächere Regelung der letzten ZF-Stufe.

5. Die Neutralisation des ZF-Verstärkers

Es ist ein Axiom, daß man mit einem neutralisierten Verstärker eine bessere Stabilität erhält als mit einem nichtneutralisierten. Der besseren Stabilität stand bisher der Mehraufwand an Schaltmitteln für die Neutralisation entgegen. Wie im folgenden gezeigt, erfordert die Neutralisation des ZF-Verstärkers für die beiden ZF bei Verwendung einer geätzten Schaltplatte keinerlei Mehraufwand.

Bei der Berechnung der Neutralisation genügt es, sich auf einen einstufigen zweikreisigen Verstärker zu beschränken, dessen Prinzipschaltung Bild 5 zeigt.

Ist $\tilde{S} = S \cdot e^{j\sigma}$ die komplexe Steilheit des Transistors,
 $\tilde{G}_r = G_r \cdot e^{j\varrho}$ der infolge der Fehlneutralisation vorhandene komplexe Rückwirkungsleitwert,
 x_1 die Doppelverstimmung des Basiskreises,
 x_2 die Doppelverstimmung des Kollektorkreises,
 $G_1 = 1/R_1$ der Resonanzleitwert des Basiskreises,
 $G_2 = 1/R_2$ der Resonanzleitwert des Kollektorkreises,
 d_1 die Kreisdämpfung des Basiskreises,
 d_2 die Kreisdämpfung des Kollektorkreises,

und die Doppelverstimmung x durch die Gleichung

$$x = 2 \frac{\omega_r - \omega}{\omega_r} \quad (33)$$

definiert, dann tritt Selbsterregung ein, wenn

$$\begin{vmatrix} 1 + j \frac{x_1}{d_1} & \frac{\tilde{G}_r}{G_1} \\ -\tilde{S} & 1 + j \frac{x_2}{d_2} \end{vmatrix} = 0$$

Es sind dabei streng zwei verschiedene Fälle zu unterscheiden:

- 1) Die beiden ZF-Kreise sind so abgestimmt, daß die Selbsterregung bei möglichst kleiner Stufenverstärkung einsetzt.
- 2) Die beiden ZF-Kreise sind bereits abgeglichen, das heißt auf gleiche Frequenz abgestimmt.

Im ersten Fall erhält man die unbekannte Selbsterregungsfrequenz durch Lösung einer quadratischen Gleichung. Die Selbsterregung verschwindet, wenn die Wurzel in dieser Gleichung imaginär wird. Daraus ergibt sich die Stabilitätsbedingung für ungünstigste Verstimmung der beiden Kreise.

$$S R_1 R_2 G_r < \frac{2}{\sin(\varrho + \sigma)} [\cot(\varrho + \sigma) + \sqrt{1 + \cot^2(\varrho + \sigma)}] \quad (34)$$

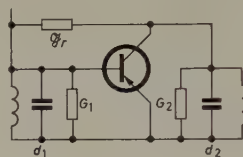


Bild 5. Prinzipschaltbild einer ZF-Verstärkerstufe mit Rückwirkung

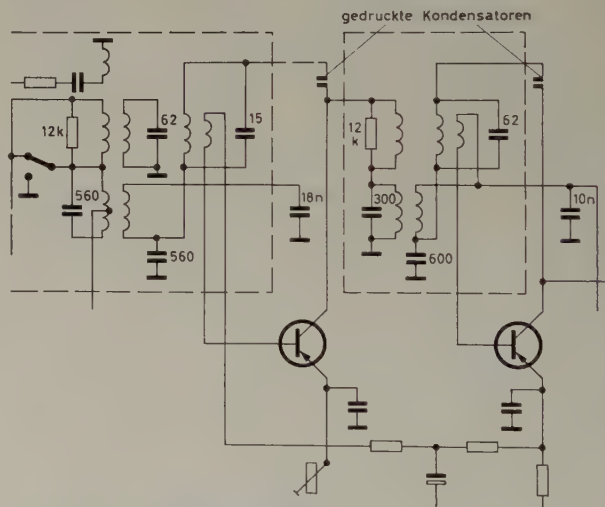


Bild 6. ZF-Verstärkerstufe mit Neutralisation für zwei Frequenzen

Im zweiten Fall findet man nach Eliminierung der unbekannten Selbsterregungsfrequenz $x_1 = x_2$ die Lösung in

$$S R_1 R_2 G_r < \frac{d_1 d_2 \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)^2}{2 \cdot \sin(\varrho + \sigma)} \times \left[\cot(\varrho + \sigma) + \sqrt{\frac{4}{d_1 d_2 \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)^2} + \cot^2(\varrho + \sigma)} \right] \quad (35)$$

Für $d_1 = d_2$ sind Gl. (34) und (35) identisch.

Man kann also bei Beachtung einer geeigneten Abstimmvorschrift durch ungleiche Kreisdämpfungen eine höhere Verstärkung und (oder) bessere Symmetrie der Selektionskurve erreichen. Bild 6 zeigt die Schaltung einer ZF-Stufe mit sehr unterschiedlichen Kreisdämpfungen im

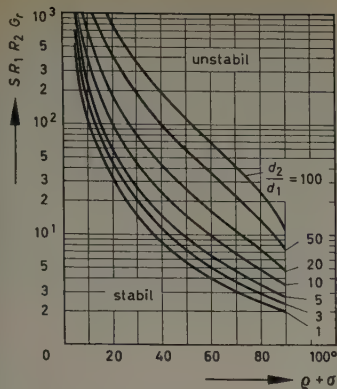


Bild 7. Zur Stabilität
von HF-Verstärkern

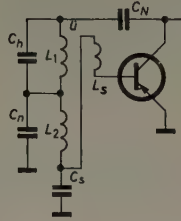


Bild 8. Neutralisationsschaltung
für zwei Frequenzen mit geringstem Aufwand an Schaltelementen

Verstärker für die FM-Zwischenfrequenz. Um eine rasche Verwendung der Gl. (35) zu ermöglichen, ist sie im Bild 7 als Kurvenschar grafisch dargestellt. Die Kurve für $d_1 = d_2$ ist gleichzeitig die grafische Darstellung der Gl. (34). Die Stabilität des Verstärkers ist durch $S \cdot R_1 \times R_2 \cdot G_r$ bestimmt, die Leistungsverstärkung jedoch durch $V_L = 0,25 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot S^2$. Die mit Rücksicht auf Stabilität zulässige Leistungsverstärkung steigt daher proportional mit dem Kollektorstrom (Steilheit) an.

Für die im Bild 8 gezeichnete Neutralisationsschaltung lassen sich mit den Bezeichnungen

- d_L' Leerlaufdämpfung des höherfrequenten Kreises, abgestimmt auf ω_2 ,
- d_L Leerlaufdämpfung des niederfrequenten Kreises, abgestimmt auf ω_1 ,
- d_a' Betriebsdämpfung des höherfrequenten Kreises,
- d_a Betriebsdämpfung des niederfrequenten Kreises,
- g' Eingangswirkleitwert des Transistors bei der höheren ZF,
- g Eingangswirkleitwert des Transistors bei der niederen ZF,
- L_s Induktivität der Anpaßwicklung,
- C_r Rückwirkungskapazität des Transistors,
- C_N Neutralisationskapazität und
- \ddot{u} Übersetzungsverhältnis der transformatorischen Ankopplung des höherfrequenten Kreises an den Transistor

die Gleichungen

$$\frac{C_N}{C_r} = \ddot{u}, \quad (36)$$

(Neutralisationsbedingung für die höhere Frequenz)

$$\frac{C_N}{C_r} = \frac{C_n}{C_s}, \quad (37)$$

$$\omega_1 L_1 = \frac{G_1}{(d_a - d_L) [g^2 + (\omega_1 C_s)^2]} \quad (38)$$

und

$$\omega_2 L_2 = \frac{d_a' - d_L'}{\ddot{u}^2 g'} \quad (39)$$

aufstellen.

Es sind immer $g, g', C_r, d_L, d_L', d_a$ und d_a' gegeben, während L_1, L_2, C_N, C_s und \ddot{u} gesucht sind.

C_h und C_n sind durch die Resonanzfrequenzen und die übrigen Größen eindeutig bestimmt. Da zur Berechnung der fünf Unbekannten nur vier Gleichungen zur Verfügung stehen, ist eine der Unbekannten frei wählbar. Je nachdem, welche man davon als gegeben annimmt, sind fünf verschiedene Fälle zu unterscheiden.

5.1 L_1 gegeben

Die Unbekannten werden der Reihe nach aus den Gleichungen

$$L_2 = \frac{d_a' - d_L'}{\omega_2 \cdot \ddot{u}^2 G_2} \quad (40)$$

$$C_N = \ddot{u} C_r \quad (41)$$

$$C_s = \frac{g}{\omega_1} \sqrt{\frac{1}{\omega_1 L_1 g (d_a - d_L)} - 1} \quad (42)$$

$$\ddot{u} = \frac{C_n}{C_s} \quad (43)$$

$$C_n = \frac{1}{\omega_1^2 L_1 - \frac{1}{C_s}} \quad (44)$$

berechnet.

5.2 L_2 gegeben

Zunächst wendet man die Gleichung

$$L_1 = \frac{1}{2 \omega_1 G_1 (d_a - d_L)} \left[1 + \sqrt{1 - 4 \left(1 + \frac{1}{\ddot{u}} \right) (d_a - d_L)} \right] \quad (45)$$

an und berechnet anschließend die restlichen Unbekannten aus den Gl. (41), (42), (43) und

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{d_a' - d_L'}{\omega_2 \cdot L_2 G_2}} \quad (46)$$

5.3 C_N gegeben

Die Unbekannten können aus den Gl. (36), (40), (45), (42) und (43) in der angegebenen Reihenfolge berechnet werden.

5.4 C_s gegeben

Man berechnet zuerst L_1 aus

$$L_1 = \frac{G_1}{\omega_1 (d_a - d_L) [g^2 + (\omega_1 C_s)^2]} \quad (47)$$

und dann aus den Gl. (44), (43), (41) und (40) die noch fehlenden Unbekannten.

5.5 \ddot{u} gegeben

Es sind die Gleichungen (45), (40), (41), (42) und (43) anzuwenden.

6. Die Amplitudenbegrenzung im transistorisierten FM-ZF-Verstärker

Wie aus Gl. (30) hervorgeht, nimmt die Steilheit mit wachsender Basiswechselspannung ab. Die hierdurch bedingte Amplitudenbegrenzung setzt jedoch erst bei großen Basiswechselspannungen ein. Infolge der Zeitkonstante der Emitter-RC-Kombination ist die Begrenzung zudem noch abhängig von der Modulationsfrequenz. Bei hohen Modulationsfrequenzen kann bei zu großer Zeitkonstante der Emitter-RC-Kombination eine erhebliche Modulationsgradvertiefung auftreten. Es ist daher nötig, die Amplitudenbegrenzung auf der Kollektorseite vorzunehmen.

Die Amplitudenbegrenzung durch Aussteuerung der $i_c - U_{ce}$ -Kennlinie bis unter die Kniespannung ist nichts weiter als eine Diodenbegrenzung. Ist U_k die Kniespannung (Bild 9) und \bar{U}_{ce} die Kollektorgleichspannung, dann ist die Vorspannung der Begrenzerdiode $\bar{U}_{ce} - U_k$. Als Begrenzerdiode wirkt die Strecke zwischen Kollektor einerseits und der Parallelschaltung von Basis und Emitter andererseits. Zur Rechnungsvereinfachung nähert man die $i_c - U_{ce}$ -Kennlinie durch eine geknickte Gerade an. Die Änderung der Transistor-Vierpolparameter infolge der Steuerung der Basis läßt man unberücksichtigt. Die statische Steilheit S_d der Diode sei definiert durch $S_d = i_k / U_k$. Die im allgemeinen Fall komplexe dynamische Steilheit \mathcal{S}_d errechnet sich aus

$$\mathcal{S}_d = S_d \cdot e^{j\varphi}$$

In dieser Gleichung ist $\varphi = f(f)$ irgendeine Funktion der Frequenz. Für die Gleichrichterwirkung ist der Realteil der

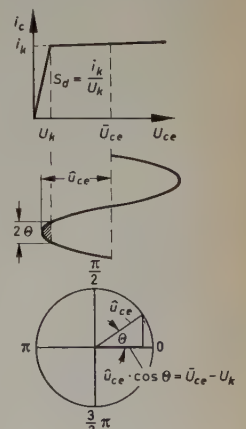


Bild 9. Begrenzung der Kollektorwechselspannung durch die Kollektor-Diode

komplexen Steilheit $S_d \cdot \cos \varphi$ bestimmend. Wie aus Bild 9 zu entnehmen ist, gilt

$$\cos \Theta = \frac{\bar{U}_{ce} - U_k}{\hat{u}_{ce}} \quad (48)$$

Analog zur allgemein üblichen Diodengleichrichtung, tritt als auffälligste Wirkung des Stromflusses eine Änderung des Kollektorgleichstroms auf. Ohne Berücksichtigung einer durch den Emittterwiderstand verursachten Gleichstromgegenkopplung ist diese Änderung

$$\Delta \bar{i} = -\hat{u}_{ce} \frac{\sin \Theta - \Theta \cdot \cos \Theta}{\pi} \cdot S_d \cdot \cos \varphi \quad (49)$$

Ferner verursacht der zusätzliche Leitwert G_c^* eine Bedämpfung des Kollektorkreises.

$$G_c^* = \frac{\Theta - \sin \Theta \cdot \cos \Theta}{\pi} \cdot S_d \cdot \cos \varphi \quad (50)$$

Die Herleitung der beiden letzten Gleichungen ist dem Schrifttum [7, 8] zu entnehmen. Die Ableitung des zusätzlichen Kollektorleitwertes ist

$$d G_c^* = \frac{2}{\pi \cdot \hat{u}_{ce}} \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Theta \cdot S_d \cdot \cos \varphi \cdot d \hat{u}_{ce} \quad (51)$$

Der Begrenzungsfaktor wird meist mit α bezeichnet, aber weil dieses Symbol bereits für die Stromverstärkung des Transistors verwendet wurde, sei der Begrenzungsfaktor im folgenden durch b wiedergegeben.

$$b = \frac{d \hat{i}_c}{\hat{i}_c} \frac{\hat{u}_{ce}}{d \hat{u}_{ce}} = \frac{d \hat{i}_{ce}}{d \hat{u}_{ce} \cdot G_{ck}} \quad (52)$$

Ist

$$G_{ck} = G_c^* + G_k,$$

wobei G_k den Leitwert des Kollektorschwingkreises einschließlich der Dämpfung durch nachfolgende Schaltelemente darstellt, dann ist

$$d G_{ck} = d G_c^*$$

Ferner gilt

$$\hat{u}_{ce} = \frac{\hat{i}_c}{G_{ck}}$$

und daher

$$d \hat{u}_{ce} = \frac{d \hat{i}_c}{G_{ck}} - \frac{\hat{i}_c}{G_{ck}^2} d G_{ck}^*,$$

womit

$$b = 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{S_d \cdot \cos \varphi}{G_{ck}} \cdot \frac{\bar{U}_{ce} - U_k}{\hat{u}_{ce}} \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{U}_{ce} - U_k}{\hat{u}_{ce}} \right)^2} \quad (53)$$

wird. Ist $\hat{u}_{ce} < \bar{U}_{ce} - U_k$, dann tritt keine Begrenzung auf. Für $\hat{u}_{ce} > \bar{U}_{ce} - U_k$ steigt die Begrenzung mit wachsendem \hat{u}_{ce} rasch.

Wie aus Gl. (53) hervorgeht, ist es für die Begrenzung günstig, S_d/G_{ck} so groß wie möglich zu machen.

Wie bereits erwähnt, ist die kollektorseitige Begrenzung im wesentlichen eine Begrenzung mittels einer vorgespannten Diode. Bei höheren Frequenzen und bisher üblicher Dimensionierung des Kollektorkreises tritt beim Begrenzungseinsatz an der einen Filterflanke Unstabilität auf. Bisher wurde häufig vermutet, diese Unstabilität sei auf die Spannungsabhängigkeit der Kleinsignal-Kollektorkapazität c gemäß

$$c = F \sqrt{\frac{q N_1 \varepsilon \varepsilon_0}{2 \Phi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{U}{U_0}}} \quad (54)$$

zurückzuführen. In dieser Gleichung ist F die Sperrschichtfläche, q die Elementarladung, Φ die Kontaktspannung, N_1 die Donordichte, ε die relative und ε_0 die absolute Dielektrizitätskonstante. Es fällt auf, daß die Störerscheinung genau beim Einsetzen der Begrenzung, das heißt, wenn ein Diodenstrom zu fließen beginnt, auftritt. Die

Ursache der Störerscheinung ist also in einer vom Stromfluß abhängigen Kapazität zu suchen. Bei Halbleiterdioden ist die stromabhängige Kapazität bereits seit Jahren Gegenstand von Arbeiten und Veröffentlichungen in der Fachpresse. Die stromabhängige Kapazität ist eine Folge der Sperrträgheit der Halbleiterdioden. Die Berechnung der Großsignalkapazität der Dioden bei Aussteuerung in den Flußbereich ist ein außerordentlich verwickeltes Problem und dürfte im allgemeinen nur näherungsweise möglich sein.



Bild 10. Einfaches Ersatzschaltbild für eine Diode mit Sperrträgheit

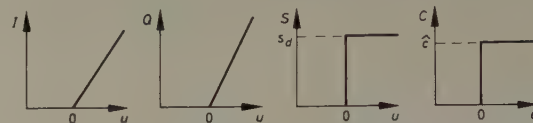


Bild 11. Sprunggrenze für die Kapazität und die Steilheit einer idealisierten Diode (nach Bild 10)

Die träge Diodenstrecke kann man durch die Ersatzschaltung im Bild 10 annähern [9]. Wie aus der im Bild 11 angedeuteten Analogie hervorgeht, muß die Großsignalkapazität C_c^* analog zu G_c^* sein.

$$C_c^* = \frac{\hat{C}}{\pi} (\Theta - \sin \Theta \cdot \cos \Theta) \quad (55)$$

Dabei ist näherungsweise

$$\hat{C} = \frac{S_d \cdot \sin \varphi}{\omega} \quad (56)$$

Weiterhin ist

$$d C_c^* = 2 \cdot \frac{\hat{C}}{\pi} \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Theta \cdot \frac{d \hat{u}}{\hat{u}} \quad (57)$$

Außerdem wird noch die Größe

$$C_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} C \omega t \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega t$$

benötigt, die im vorliegenden Fall

$$C_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{+\Theta} \hat{C} \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega t = \frac{\hat{C}}{\pi} \sin \Theta \quad (58)$$

ist.

Es wurde also eine spannungsabhängige Kapazität zu den Kollektorschwingkreisen parallelgeschaltet, und es sind daher duale Störerscheinungen zu erwarten, wie sie bei einer stromabhängigen Induktivität auftreten. Die sehr interessanten Selbsterregungs- und Kipperscheinungen bei Kreisen mit stromabhängigen Eisenkernspulen waren schon vor Jahrzehnten Gegenstand eingehender Untersuchungen. Es sei darauf verzichtet, jede einzelne der außerordentlich vielen Störerscheinungen zu untersuchen [12, 13, 14, 15]. Die folgende Rechnung beschränkt sich daher nur auf die beiden für den ZF-Verstärker wichtigsten Erscheinungen und wendet sich zunächst den bereits erwähnten Kipperschwingungen zu (Bilder 12 bis 15).

Nach der Siebschaltungstheorie gilt

$$\hat{i}_c^2 = \hat{u}_{ce}^2 (G_{ck}^{*2} + \omega^2 \Delta C^2) = z \quad (59)$$

In dieser Gleichung ist ΔC die Kapazitätsverstimmung; sie ist negativ, wenn die Resonanzfrequenz des Kreises $\omega_r > \omega$. Wie Bild 12 zeigt, springt die Kollektorwechselspannung innerhalb eines unendlich kleinen Kollektorstrombereiches um endliche Beträge. Die Bedingung dafür, daß die Kipperscheinung gerade noch auftritt, ist offensichtlich

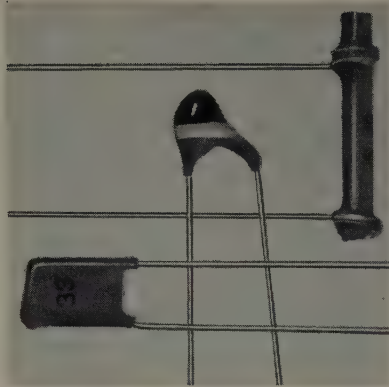
$$\frac{d \hat{u}_{ce}}{d z} = \infty \quad \text{oder} \quad \frac{d z}{d \hat{u}_{ce}} = 0$$

VALVO

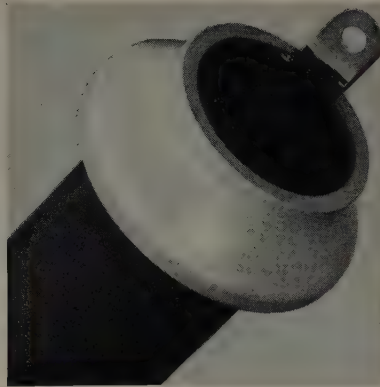
FESTKONDENSATOREN UND VARIABLE KONDENSATOREN

Keramische Kleinkondensatoren

Gruppe I
für
frequenzbestimmende
Kreise
Gruppe II
zur Entkoppelung

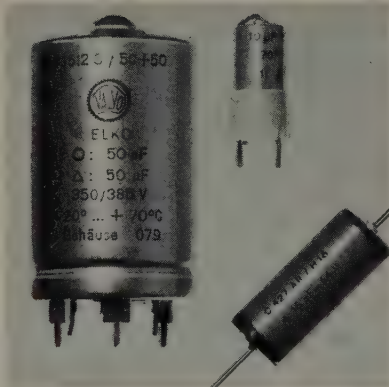


Keramische
Leistungs-
kondensatoren
für
Nachrichtensender
für
Industriegeneratoren

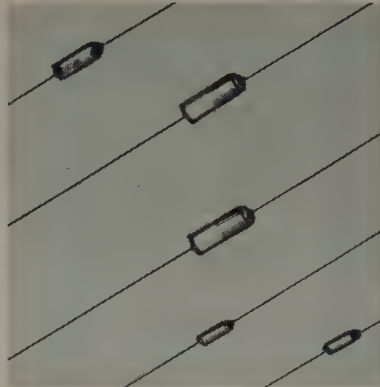


Elektrolyt- kondensatoren

mit
Befestigungssockel
in freitragender
Bauweise



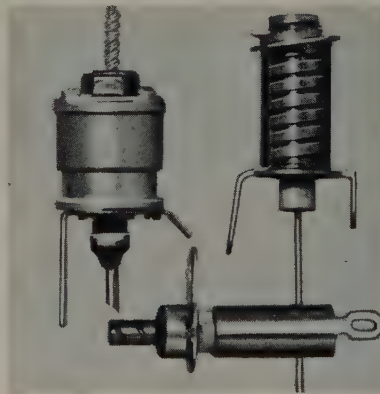
Tantal - Elektrolyt-
kondensatoren
in nasser Bauweise



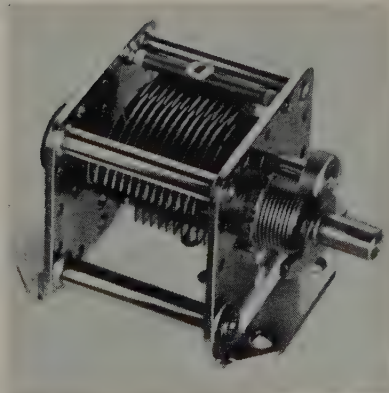
Polyester- kondensatoren



Keramische
Rohrtrimmer
Konzentrische
Lufttrimmer
Trimmer
für gedruckte
Schaltungen



Luftabgleich-
kondensatoren
Regelkondensatoren
Korrektions-
kondensatoren



VALVO GMBH HAMBURG 1

Seit 25 Jahren

SPRICHT DIE FACHWELT ÜBER BECKMAN

Damit ist der Name **BECKMAN** ein Begriff in der Welt der Technik geworden. Bauteile, Meßinstrumente und Gerätesysteme, von Beckman geschaffen, haben den technischen Fortschritt unserer Zeit entscheidend beeinflußt und geprägt. In diesen 25 Jahren entwickelten und bauten Beckman-Wissenschaftler und -Techniker eine große Zahl von Instrumenten, die ersten Seriengeräte Ihrer Art

pH-METER, QUARZ- UND INFRAROTSPEKTRAL-
PHOTOMETER, SAUERSTOFF-ANALYSEGERÄTE
ULTRAZENTRIFUGEN, HOCHLEISTUNGS- UND
FREQUENZMESSER, VIERSCHICHT-TRANSISTOREN
UND VOLLTRANSISTORISIERT E DATENVER-
ARBEITENDE SYSTEME.

Vom atomgetriebenen Unterseeboot in den Tiefen der Weltmeere bis zur Weltraumrakete haben unsere Geräte maßgeblichen Anteil am Erfolg.

MAN SPRICHT VON FORTSCHRITT UND MEINT **BECKMAN**



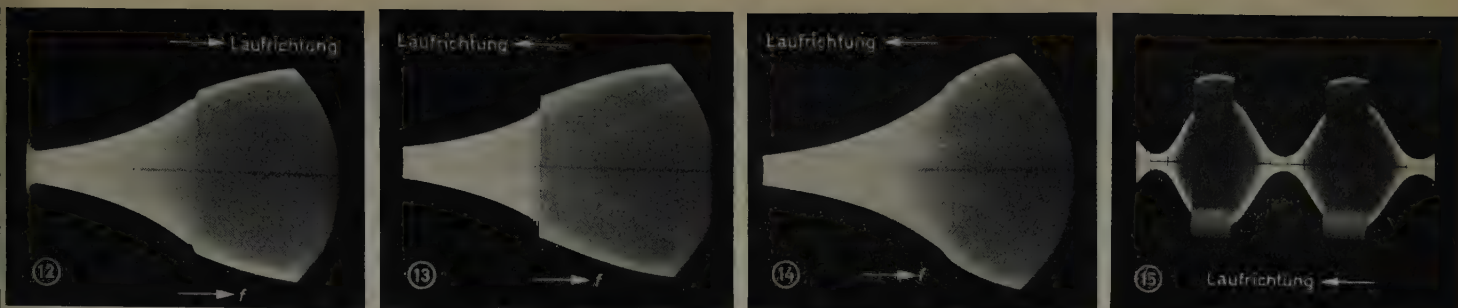


Bild 12. Kipperscheinung unterhalb der Resonanzfrequenz des Kreises bei Verwendung eines Alloy-Diffused-Transistors. Bild 13. Wie Bild 12, jedoch umgekehrte Laufrichtung des Elektronenstrahls. Bild 14. Wie Bild 13, jedoch bei Verwendung eines Crown-Transistors (2T201). Bild 15. Auswirkung der durch die Sperrträchtigkeit der Kollektordiode verursachten Kipperscheinung bei Amplitudenmodulation

Daraus folgt die wichtige Forderung, daß

$$\frac{dG_c^*}{dC_c^*} G_{ck}^* > -\omega^2 \Delta C \quad (60)$$

sein muß, wenn die Kipperscheinung vermieden werden soll. Da in Gl. (57) auf der linken Seite nur positive Größen stehen, kann das Kippen nur bei negativer Kapazitätsverstimmung, das heißt unterhalb der Resonanzfrequenz, auftreten. Setzt man die Gl. (50), (51) und (57) in Gl. (60) ein, dann erhält man

$$G_k + S_d \cdot \cos \varphi \cdot \frac{\Theta - \sin \Theta \cdot \cos \Theta}{\pi} > -\omega \Delta C \cdot \tan \varphi \quad (61)$$

Wie man daraus erkennt, tritt die Störerscheinung am leichtesten bei $\Theta = 0$, das heißt beim Begrenzungseinsatz, auf. Die Stabilitätsbedingung ist daher

$$G_k > -\omega \Delta C \cdot \tan \varphi \quad (62)$$

Darin bedeutet G_k den gesamten Kreisleitwert (einschließlich Dämpfung durch den Transistor) vor Begrenzungseinsatz. $\tan \varphi$ ist leicht durch Messung zu ermitteln. Man mißt G_k und stellt fest, bei welcher Verstimmung ΔC die Kipperscheinung auftritt.

Ein in Reihe mit dem Kollektor geschalteter Widerstand bewirkt eine Vergrößerung von G_k , insbesondere bei großer Kollektorkapazität. Daneben tritt eine Kompensation der Änderung der Sperrschichtkapazität auf. Die Sperrträchtigkeit der Diode bei $\Theta \rightarrow 0$ wird dadurch nicht erheblich reduziert [9].

Ist $\tan \varphi$ sehr klein, dann tritt die Störerscheinung erst bei so großer Kapazitätsverstimmung auf, daß der maximale Kollektorwechselstrom nicht mehr ausreicht, um den Begrenzungseinsatz zu bewirken. In diesem Idealfall tritt die Kipperscheinung nicht auf. In Resonanznähe ist $\Delta C = x \cdot C_k$. Daher tritt die Störerscheinung um so näher bei der Resonanzfrequenz des Kreises auf, je größer die Parallelkapazität des Kollektorkreises ist.

Um das Kippen innerhalb des Übertragungsbereiches des ZF-Verstärkers zu vermeiden, muß man die Parallelkapazität des Kollektorkreises so klein wie möglich machen!

Liegen im Kollektorstromkreis zwei auf verschiedene Frequenzen ω_1 und ω_2 abgestimmte Schwingungskreise, dann tritt eine Entdämpfung dieser beiden Kreise auf, wenn eine Schwingung mit der Frequenz $\omega = \omega_1 + \omega_2$ kollektorseitig begrenzt wird. Die Entdämpfung kann so weit gehen, daß der Verstärker schwingt (Bilder 16 bis 18). Sie beruht auf dem Prinzip des parametrischen Verstärkers, für den bereits eine hinreichend ausführliche Theorie besteht. Danach [16, 17, 18] tritt Selbsterregung auf, wenn

$$\frac{\omega_1 \cdot \omega_2 \cdot C_1^2}{G_{1c} G_{2c}} \geq 1 \quad (63)$$

Soll der Verstärker nicht schwingen, dann muß

$$G_{1c} G_{2c} > \omega_1 \omega_2 C_1^2$$

oder mit Gl. (58)

$$G_{1c} G_{2c} > \omega_1 \omega_2 \left(\frac{\hat{C}}{\pi} \sin \Theta \right)^2 \quad (64)$$

sein. G_{1c} oder G_{2c} ist hier die Summe von Kreisleitwert und Transistorausgangsleitwert beim Stromflußwinkel Θ . Da G_{1c} und G_{2c} mit Θ zuerst langsam und dann schnell wachsen, $\sin \Theta$ jedoch zuerst schnell und dann langsam mit Θ wächst, tritt die Selbsterregung nur innerhalb eines gewissen Bereiches der Eingangsspannung auf. Außerdem muß noch $\omega \approx \omega_1 + \omega_2$ sein. Ist zum Beispiel $\omega_2 = 2\pi \cdot 10,7$ MHz, $\omega_1 = 2\pi \cdot 460$ kHz, dann kann bei Beaufschlagung des ZF-Verstärkers mit $\omega \approx 2 \cdot 11,16$ MHz in einem bestimmten Spannungsbereich Selbsterregung eintreten.

7. Ausgangsleistung und Stromverbrauch von Gegentakt-B-Stufen

Vor Einführung der Transistor-Gegentakt-B-Endstufen wurden in den batteriebetriebenen Rundfunkempfängern fast ausschließlich Endstufen in A-Schaltung verwendet. Da bei ihnen die Stromaufnahme unabhängig von der entnommenen Ausgangsleistung ist, kann der Stromverbrauch leicht angegeben werden. Über den mittleren Stromverbrauch von B-Endstufen bestehen noch erhebliche Meinungsverschiedenheiten, wie man aus den Werbeprospekten der verschiedenen Hersteller leicht erkennen kann. Es wird daher versucht, eine allgemeingültige Formel für die Betriebsdauer von Batterie-Rundfunkempfängern herzuleiten. Zur Vervollständigung werden auch bereits bekannte Formeln für B-Endstufen kurz angegeben, und der Einfachheit halber werde die Kollektorrestspannung U_k bei den folgenden Herleitungen vernachlässigt.



Bild 16. Störerscheinung in Resonanznähe des höherfrequenten Kreises infolge parametrischer Selbsterregung bei Nichterfüllung der Ungleichung (64)

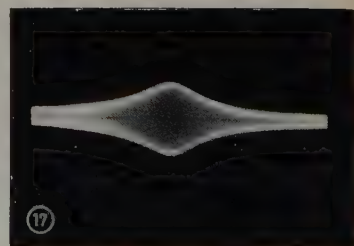


Bild 17. Normale Resonanzkurve eines Parallel-Resonanzkreises



Bild 18. Resonanzkurve des Kreises vom Bild 17, jedoch mit unerwünschter parametrischer Entdämpfung

Der arithmetische Mittelwert eines sinusförmigen Wechselstromes ist $\bar{i} = 2 \cdot \hat{i} / \pi$, die der Transistor-Endstufe zugeführte Gleichstromleistung daher

$$\bar{P} = \hat{i}_c \cdot \bar{U}_{ce} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (65)$$

Die Wechselstromleistung der Endstufe an der Primärseite des Ausgangsstromes ist jedoch

$$P_p = \hat{i}_c^2 \cdot \frac{R_c}{2}, \quad (66)$$

wobei R_c der Arbeitswiderstand eines Transistors ist. Bei gleichstrommäßiger Parallelschaltung der beiden Endtransistoren ist der Arbeitswiderstand von Kollektor zu Kollektor $R_{cc} = 4 \cdot R_c$. Die Differenz zwischen der zugeführten und der abgegebenen Leistung ist die gesamte Verlustleistung der beiden Endtransistoren.

$$P_v = \bar{P} - P_p = \hat{i}_c \bar{U}_{ce} \frac{2}{\pi} - \hat{i}_c^2 \frac{R_c}{2}$$

Die kritische maximale Kollektorverlustleistung \hat{P}_v der Endstufe tritt bei

$$\hat{i}_{ck} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\bar{U}_{ce}}{R_c} \quad \text{oder} \quad P_{pk} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \hat{P}_p$$

auf. Ihre Größe ist

$$\hat{P}_v = \frac{2}{\pi^2} \frac{\bar{U}_{ce}^2}{R_c}$$

Außerdem ist die maximale Ausgangsleistung

$$\hat{P}_p = \frac{\bar{U}_{ce}^2}{2 R_c} \quad (67)$$

Folglich ist

$$\hat{P}_p = \frac{\pi^2}{4} \hat{P}_v \quad (68)$$

Die maximale Ausgangsleistung einer Transistor-B-Endstufe ist 2,5mal so groß wie ihre zulässige Verlustleistung. Ist t_j die als zulässig erachtete Sperrschichttemperatur, t_u die Umgebungstemperatur, κ der Wärmewiderstand eines Endstufentransistors, dann wird

$$\hat{P}_p = \frac{\pi^2}{2 \kappa} (t_j - t_u) \quad (69)$$

Setzt man die Kollektorwechselstromamplitude aus Gl. (66) in Gl. (65) ein, dann erhält man mit Gl. (67) die Gleichstromleistung, die der Batterie bei Beaufschlagung der Endstufe mit einer Sinusschwingung entnommen wird.

$$\bar{P} = \frac{4}{\pi} \sqrt{P_p \cdot \hat{P}_p} \quad (70)$$

Man erkennt, daß eine Endstufe, die für große Ausgangsleistung dimensioniert ist, bei Teilaussteuerung einen wesentlich höheren Stromverbrauch hat als eine für kleine Ausgangsleistung dimensionierte bei gleicher Ausgangsleistung. Noch klarer kommt das in der Gleichung für den Primärwirkungsgrad η_p zum Ausdruck

$$\eta_p = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{P_p}{\hat{P}_p}} \quad (71)$$

Mit Rücksicht auf einen wirtschaftlichen Betrieb des Gerätes empfiehlt es sich daher nicht, die Ausgangsleistung unnötig groß zu machen.

Unbekannt, aber ausschlaggebend für den praktischen Stromverbrauch des Gerätes ist zunächst noch die Amplitudenstatistik eines durchschnittlichen Rundfunkprogrammes. Um sie zu ermitteln, gibt es mehrere Möglichkeiten. Die eine besteht darin, den Strom einer Gegentakt-B-Stufe zum Beispiel mit einem elektrolytischen Zähler über längere Zeit zu integrieren. Bei einer anderen schließt man einen Oszillografen an den NF-Ausgang eines Rundfunkempfängers an und fotografiert das Schirmbild mit einigen Stunden Belichtungszeit. Man

erhält das folgende einfache Ergebnis: Die Amplitudenstatistik von Rundfunksendungen ist dieselbe wie die des Rauschens. Leider ist es nicht leicht, beim Rauschen eine Maximalamplitude anzugeben. Man kann jedoch trotzdem die mittlere Stromaufnahme einer B-Endstufe mit einer Rauschspannung genügend genau messen, wenn man die Rauschspannung so groß macht, daß innerhalb von beispielsweise 5 Minuten mit dem Oszillografen keine Übersteuerung der Endstufe durch eine Rauschspitze zu beobachten ist. Man stellt dann fest, daß die Endstufe 1/4...1/3 des Stromes bei Vollaussteuerung mit Sinusschwingungen aufnimmt. Die mittlere Leistungsaufnahme einer Gegentakt-B-Stufe ist daher

$$\bar{P}_m = (0,25 \dots 0,33) \cdot \frac{4}{\pi} \sqrt{P_p \cdot \hat{P}_p} \quad (72)$$

8. Zusammenfassung

Zuerst werden die grundlegenden Transistorformeln angegeben und dann daraus die Gleichungen für Modulationsverzerrungen, Schwingamplitudenbegrenzung, Mischsteilheit hergeleitet, dann Dimensionierungshinweise für Mischstufen gegeben und die Grenzen der Transistoren bezüglich Modulationsverzerrungen aufgezeigt. Die Stabilitätsbedingung für einen ZF-Verstärker wird unter Berücksichtigung einer komplexen Steilheit und Rückwirkung aufgestellt und eine neue, besonders einfache Neutralisationsschaltung für zwei ZF angegeben und berechnet. Es zeigt sich, daß die Amplitudenbegrenzung im FM-ZF-Verstärker eine Diodenbegrenzung ist und als solche zu berechnen ist. Die durch die Sperrtragheit der Kollektorbasis-Diode bedingten Störerscheinungen sind ebenfalls erfaßt. Es stellt sich heraus, daß der Kollektorkreis im FM-ZF-Verstärker möglichst breitbandig sein soll. Zum Schluß wird noch der mittlere Stromverbrauch von Gegentakt-B-Stufen berechnet. Es wurde darauf verzichtet, die übliche Schaltungsbeschreibung eines ausgeführten Gerätes anzuhängen, da eine Beschreibung des Gerätes „Teddy-Boy II/59“, bei dem die Dimensionierungsrichtlinien berücksichtigt wurden, bereits durch Zeitschriftenveröffentlichungen [19] bekannt ist.

Schrifttum

- [1] Ebers, J. J., u. Moll, J. L.: Large-signal behaviour of junction transistors. Proc. IRE Bd. 42 (1954) Nr. 12, S. 1761–1772
- [2] ● Spenke, E.: Elektronische Halbleiter. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer
- [3] ● Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker. Leipzig 1948, Akadem. Verlagsges. Geest & Portig
- [4] Akgün, M., u. Strutt, M. J. O.: Nichtlineare Verzerrungen einschließlich Kreuzmodulation in Hochfrequenz-Transistorstufen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) Nr. 6, S. 227
- [5] ● Strutt, M. J. O.: Verstärker und Empfänger. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1951, Springer
- [6] ● Rehwald, W.: Elementare Einführung in die Bessel-, Neumann- und Hankel-Funktionen. Stuttgart 1959, Hirzel
- [7] ● Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter. Leipzig 1941, Akadem. Verlagsges. Becker & Erler
- [8] ● Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik. Teil III: Gleichrichter. Leipzig 1942, Winter'sche Verlagshandlg.
- [9] Heinlein, W.: Über die Trägheit von Halbleiterdioden im Impulsbetrieb und ihre physikalische Deutung. Arch. elektr. Übertr. Bd. 11 (1957) Nr. 10, S. 387
- [10] Heinlein, W.: Die Trägheit von Germaniumdioden und ihre Auswirkung in einfachen Gleichrichter- und Begrenzerschaltungen. Frequenz Bd. 12 (1958) Nr. 5, S. 159 u. Nr. 6, S. 190
- [11] Kohn, G.: Die Berücksichtigung des Übergangsgebiets zwischen Fluß- und Sperrgebiet im Ersatzschaltbild für träge Germaniumdioden. Arch. elektr. Übertr. Bd. 9 (1955) Nr. 5, S. 241
- [12] ● Sammer, F.: Schwingungskreise mit Eisenkernspulen. Leipzig 1950, Akadem. Verlagsges. Geest & Portig
- [13] Heegner, K.: Über Selbsterregungserscheinungen bei Systemen mit gestörter Superposition. Z. Phys. Bd. 29 (1924) S. 91
- [14] Winter-Günther, H.: Über die selbsterregten Schwingungen in Kreisen mit Eisenkernspulen. Z. Hochfrequenztechn. Bd. 34 (1929) Nr. 2, S. 41
- [15] Heegner, K.: Über Selbsterregungserscheinungen bei Systemen mit gestörter Superposition. Z. Phys. Bd. 33 (1925) S. 85
- [16] Manley, J. M., u. Rowe, H. E.: Some general properties of nonlinear elements, Teil I: General energy relations. Proc. IRE Bd. 44 (1956) Nr. 7, S. 904
- [17] Rowe, H. E.: Some general properties of nonlinear elements, Teil II: Small signal theory. Proc. IRE Bd. 46 (1958) Nr. 5, S. 850
- [18] Dahlke, W., Maurer, R., u. Schubert, J.: Theorie des Dioden-Reaktanzverstärkers mit Parallelkreisen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) Nr. 8, S. 321
- [19] Wagner, R.: Grundig Teddy-Transistor-Boy II/59. Grundig Techn. Inform. (1959) Nr. 4, S. 29 und „das elektron“ Ausg. D (1959) Nr. 8, S. 194

(eingegangen am 6. Januar 1960)

„Magnacard“ —

eine Synthese aus Magnetband und Lochkarte*)

DK 681.177:681.84.083.84

Die magnetische Karteikarte kombiniert die Vorteile der Lochkarte mit denen des Magnetbandes. Sie ist hinsichtlich der Raumfrage anspruchslos, hat eine hohe Speicherdichte und bietet eine relativ kurze Zugriffszeit. Die Datenverarbeitung mit Magnetkarten erfordert mechanisch speziell dafür konstruierte neuartige Geräte, die jedoch von wenigen Grundformen abgeleitet sind: Schriftwandler, Kartenmischer, Kartei und Abfragekartei. Diese Geräte und ihre Arbeitsweise werden beschrieben.

Für sehr große Verwaltungen wird das Speichern großer Datenmengen zu einer Raumfrage; ebenso ergeben sich Probleme aus der Notwendigkeit direkter Einzelabfragen, bei denen die Zugriffszeit mit der Magnetbandlänge ansteigt. Das „Magnacard“-System speichert 300 Millionen Zeichen in etwa $\frac{1}{3}$ m³ Raum, verarbeitet 100 Karten je Sekunde und hat eine direkte Zugriffszeit von 35 s, in einer speziellen Abfragekartei sogar von nur 5 s.

Der Informationsträger ist eine Kombination aus Karteikarte und Magnetband, nämlich die magnetische Karteikarte. Zur Verarbeitung der auf solchen Magnetkarten gespeicherten Daten mußten mechanisch neuartige Geräte geschaffen werden (die elektrischen Funktionen sind dieselben wie bei bereits bekannten datenverarbeitenden Systemen). Diese neuen Geräte sind Schriftwandler zur Ein- und Ausgabe, Kartenmischer, eine Kartei und schließlich eine Abfragekartei für schnellen Zugriff. Zum Transport der Magnetkarten dienen flache, umlaufende Trommeln, deren Saugdüsen die Karten an ihrem Umfang festhalten (Bild 1). Übergabestationen sorgen in einfacher Weise für die Übergabe einer Karte von einer Trommel an eine andere. An einer bestimmten Stelle wird dabei die Saugluft bei der ersten Trommel ab-, bei der zweiten eingeschaltet (Bild 2). Die Kartenzuführstapler können wahlweise zum Zuführen oder Stapeln der Karten vor oder nach der Bearbeitung verwendet werden (Bild 3). Die Haltestationen schließlich bestehen aus feststehenden Düsen, die automatisch eine Karte in der Haltestellung festhalten, ohne daß eine nennenswerte räumliche Trennung von der weiter umlaufenden Trommel eintritt (Bild 4). Im folgenden werden die Kartei und die vier Geräte sowie deren Zusammenarbeit beschrieben.

1. Die Magnetkarte

Die Karte hat die Größe 25×75 mm und kann 1000 Ziffern oder 600 alphanumerische Zeichen speichern. Eine 0,125 mm dicke Grundplatte aus Mylar trägt die magnetische Oxydschicht und darüber eine Schutzschicht, wiederum aus Mylar. Jede Schicht ist nur etwa 0,015 mm dick. Die Lebenserwartung der Karten ist praktisch unbegrenzt. Die Daten werden mit Spezial-Magnetköpfen auf 17 Spuren der Karte eingeschrieben oder abgelesen. Besondere, in der Fabrik eingeschriebene Spuren dienen dem Gleichlauf und der Zentrierung der Karte zum Schreiben und Lesen. Bei einer Geschwindigkeit von 100 Karten/s können maximal 100 000 Dezimalziffern je Sekunde auf 17 Spuren gleichzeitig geschrieben und überprüft sowie auch gelöscht, geändert oder hinzugefügt werden.

2. Der Schriftwandler

Dieses Gerät dient der Eingabe und Ausgabe von Informationen. Es besteht aus zwei Trommeln, einer Kartenzuführstation, einer Kartenstapelstation (jeweils ein Zuführstapler), einem Lesekopf, einem Schreibkopf und einer Übergabestation. Jede Station ist zur Aufnahme eines Karteikastens eingerichtet.

Als Eingabegerät können Schreibmaschine, Lochstreifen- und Lochkartengeräte, Rechenmaschinen usw. dienen. Mit Einschluß des Schnelldruckers sind praktisch alle bekannten Ein- und Ausgabegeräte verwendbar.

Die Arbeitsweise des Schriftwandlers (Bild 5) ist schematisch im Bild 6 skizziert: Eine einzelne Karte wird der Trommel B zugeführt und an Trommel A übergeben, mit der sie umläuft. Bei jeder Umdrehung kann die Karte durch den Schreibkopf beschrieben werden, bei jedem Durchlauf am Lesekopf ist die so eingeschriebene Information überprüfbar. Sobald Schreiben und Prüflernen beendet sind, wird die Karte automatisch an Trommel B übergeben, von der sie zum Stapelkasten gelangt.

Die bei jeder Umdrehung eingeschriebene Informationsmenge richtet sich nach der Geschwindigkeit des Eingabegeräts und nach der Größe des Zwischenspeichers. Für Fernschreiber genügt die Zwischenspeicherung eines einzigen Zeichens, für photoelektrische Lesegeräte ist die Speicherung von 20 Zeichen erforderlich.

3. Der Kartenmischer

Dieses Hauptgerät des Magnacard-Systems ist für alle vorkommenden Funktionen vorgesehen (Sortieren, Sortieren und Mischen, Mischen und Aussteuern usw.). Es besteht aus vier Trommeln, vier Doppel-Übergabestationen, fünf Zuführstaplern, zwei Leseköpfen, einem Schreibkopf und zwei Haltestationen.

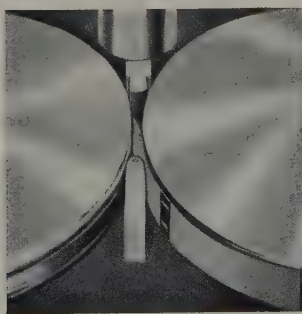
Wie aus Bild 7 ersichtlich, gelangen die Karten vom Zuführkarteikasten zur Trommel A und werden sofort einzeln und laufend ab-

*) Entwicklung der Magnavox-Gesellschaft, USA



1

◀ Bild 1.
Trommeln mit Saugdüsen
Bild 2. Übergabestation



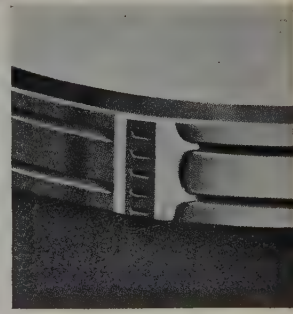
2



3

◀ Bild 3. Zuführstapler zum Zuführen (oben) oder Stapeln (unten) der Karteikarten

Bild 4. Haltestation



4

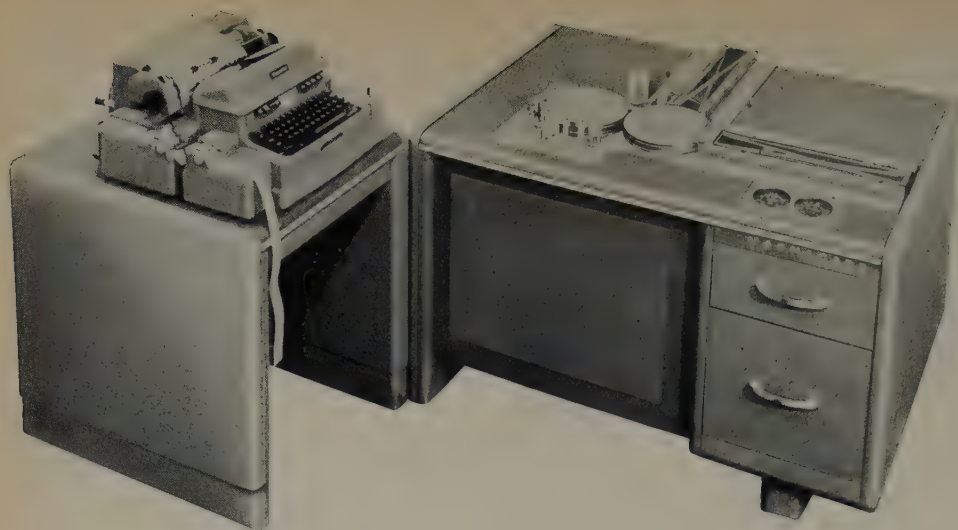


Bild 5. Schriftwandler

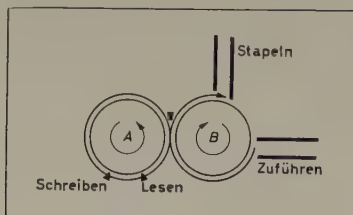


Bild 6. Schematische Darstellung des Schriftwandlers

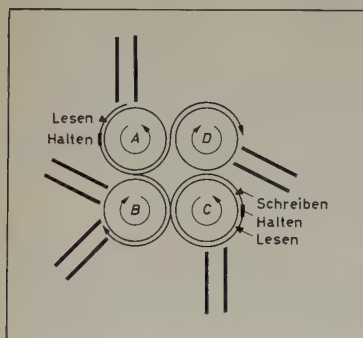


Bild 7. Schematische Darstellung des Kartenmischers

gelesen. Die abgelesene Information wird jeweils mit dem gewünschten Kriterium verglichen. Fehlt die Übereinstimmung, dann wird die Karte an Trommel D übergeben und abgestapelt; bei Übereinstimmung hört die Zuführung automatisch auf, und die Karte wird über Trommel B an C übergeben, wo sie zur Datenverarbeitung umläuft,

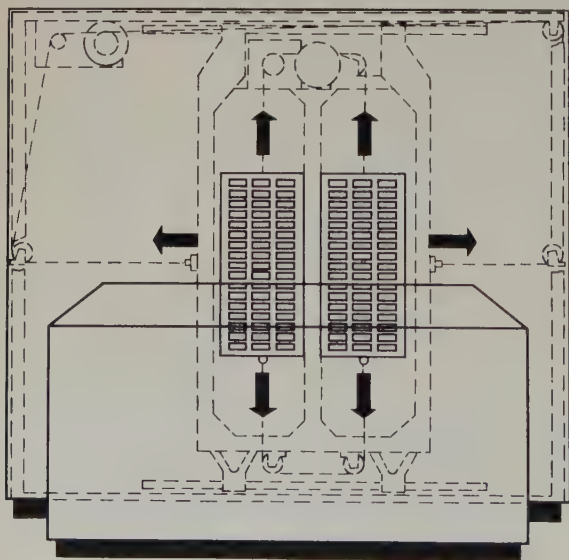


Bild 8. Schematische Darstellung der Kartei

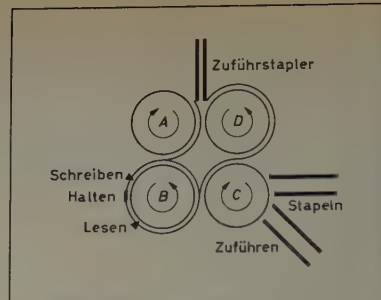


Bild 9. Abfragekartei; schematische Darstellung der Trommelanordnung

wie bereits beschrieben. Nach Beendigung dieses Vorgangs wird die Karte über Trommel D abgestapelt oder aber an Trommel B zwecks späterer weiterer Bearbeitung und zwischenzeitlicher Stapelung übergeben. Beim Sortieren nach Spalten ist die Geschwindigkeit 1000

Karten/min, beim Mischen mit Aussteuern bis zu 2000 Karten/min, unabhängig von der Größe des Kontrollfeldes.

4. Die Kartei

In der Kartei sind 51 Karteikästen untergebracht, die je 3000 Karten enthalten (Gesamtspeicherkapazität 300 Millionen Dezimalziffern). Die Kartei ist vor allem zum Nachtragen von Daten bestimmt, gewährt jedoch mitten im Arbeitsgang Zugriff zu jeder Karte in 35 s.

Die Kartei arbeitet mit dem Kartenmischer (Bild 7) zusammen. Bewegliche Karteikastenträger sind vertikal und horizontal verschiebbar (Bild 8); jeder Karteikasten kann so in Abhängigkeit von der Programmierung automatisch an den Zuführstapler herangebracht werden, wonach die Bearbeitung sich abspielt, wie im Abschnitt 3 beschrieben. Hierbei dauert der Karteikastenwechsel 5 s, während das Suchen innerhalb des Kastens mit einer Geschwindigkeit von 100 Karten/s vor sich geht. Die Karten können automatisch nach der Häufigkeit ihrer Benutzung geordnet werden.

5. Die Abfragekartei

Hier sind die Karteikästen an einer Seite offen und in Abschnitte zu je 100 Karten eingeteilt. Das Heraussuchen einer Karte im Direktzugriff besteht nicht nur in der Verschiebung des Karteikastenträgers gemäß Abschnitt 4, sondern im mechanischen Herausgreifen der 100 Karten aus dem durch ein Kriterium bezeichneten Karteikastenabschnitt. Aus diesen 100 Karten wird die gewünschte Karte durch Trommeln aussortiert, wie Bild 9 andeutet. Alle Karten gelangen nacheinander auf die Trommeln A, B, C, D, um wieder in der ursprünglichen Reihenfolge abgestapelt zu werden. Das Lesen des gesuchten Kriteriums erfolgt bei B. Bei Übereinstimmung wird die Zuführung weiterer Karten unterbrochen, und die gesuchte Karte läuft mit Trommel B um, wobei Schreibkopf und Lesekopf das Schreiben und Prüflernen besorgen. Nach Beendigung dieses Vorgangs wird die Karte über C und D und den Zuführstapler in den Karteikasten zurückgebracht. Besondere Zuführ- und Stapelstationen an der Trommel C sind zur Erweiterung der Kartei vorgesehen.

(eingegangen am 9. Dezember 1959)

Wichtig für unsere Postabonnenten!

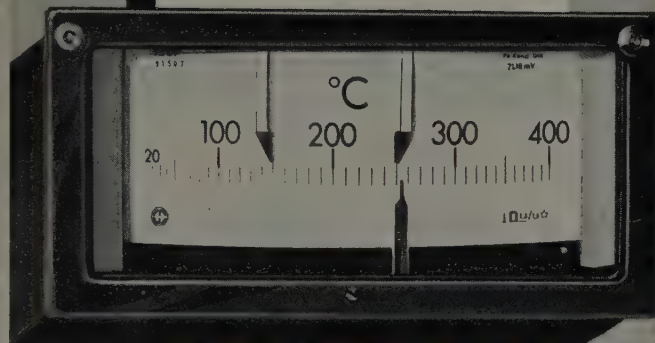
Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
Vertriebsabteilung

Metrawatt-

RECHNER

VOLLTRANSISTORISIERT



Die Neukonstruktion unseres verzögerungsfreien, elektronischen Zweipunktreglers mit induktiver Zeigerabtastung ist den Erfordernissen des Betriebes angepaßt:

► **Kleine Abmessungen**

Normgehäuse 192 x 96 mm

► **Wartungsfrei**

Verwendung von Transistoren, keine der Abnutzung unterworfenen Bauteile

► **Betriebssicher**

Temperaturunempfindliche Transistorschaltung

Übersichtliche Anordnung

► **der Bauteile**

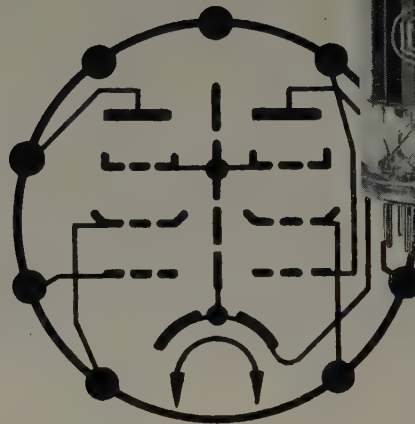
Gedruckte Schaltung für zwei oder drei Schaltstufen

Verlangen Sie unsere ausführlichen Druckschriften.



METRAWATT A.G.
N Ü R N B E R G

ELL 80



Eine neue Doppelendpentode hoher Wirtschaftlichkeit für Gegentakt- und Stereo-Endstufen

Die Röhre ELL 80 mit 2x6 Watt Anodenverlustleistung ermöglicht den Bau raumsparender Gegentaktverstärker und Stereoverstärker. Die Röhre ELL 80 eignet sich gleichermaßen für die Verstärker in Spitzengeräten, Kleinempfängern und Phono-koffern.

Heizung $U_f = 6,3 \text{ V}$ $I_f = 0,55 \text{ A}$

Betriebswerte:

2 Kanalverstärker
(je System)

Gegentakt-AB-Betrieb

U_a 250 V

250 V

U_{g2} 250 V

250 V

I_a 24 mA

2 x 21 2 x 26 mA

I_{g2} 4,5 mA

2 x 4,2 . . . 2 x 8 mA

$U_{i \text{ eff}}$ 4,2 V

8 V je System

$U_{i \text{ eff}}$ 0,4 V

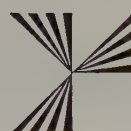
0,5 V je System

($N_{na} = 50 \text{ mW}$)

P_o 3 W

8,5 W

Nähere Informationen in unseren Technischen Mitteilungen T 0922-1



SEL

Standard Elektrik Lorenz AG
Stuttgart

- Maximale Leistung bei minimalem Platzbedarf

- Betrieb mit nur einer Batterie.

- Keine Mehrfach-Anschlüsse

- Absolut sicherer Kontakt

- Grösstmögliche Leistung des Geräts



- Spezialbatterie für Transistoren

- Bewährte Zuverlässigkeit

- Praktisch für den Verbraucher

- Grössere Lebensdauer bei niedrigeren Kosten

- Überall in der Welt erhältlich

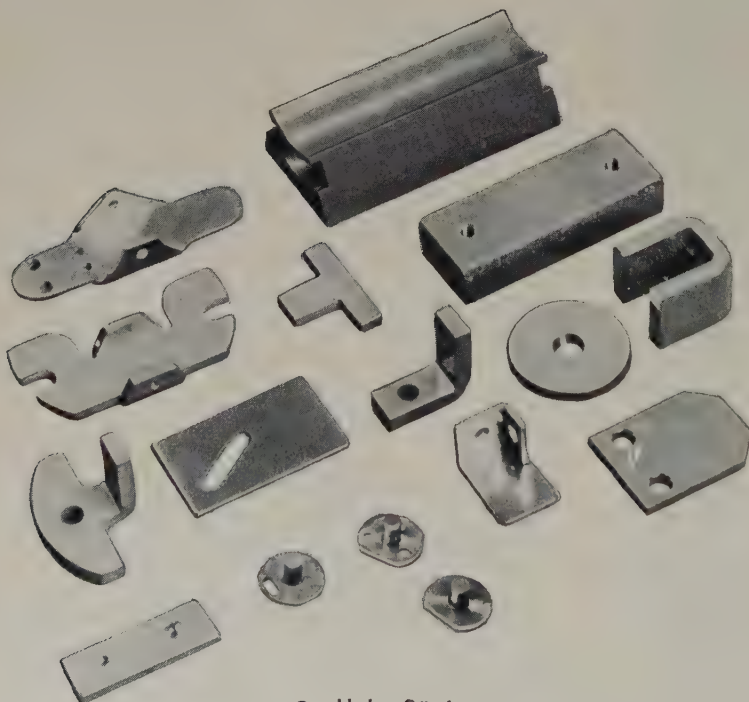
Die logische Wahl ist



POWER PACK BATTERIEN FÜR TRANSISTORGERÄTE

Überall in der Welt erhältlich

Verlangen Sie technische Einzelheiten und Angebote von BEREC International Ltd. (Technical Service) Hercules Place, Holloway, LONDON, N.7, England



VAC
VACUUMSCHMELZE

WEICHMAGNETISCHE WERKSTOFFE

Massiv- und Formteile aus

MUMETALL®

PERMENORM®

TRAFOPERM®

VACOFLEX®

MAGNETREINEISEN

- Hohe Sättigung

- Kleine Koerzitivkraft

® Eingetragenes Warenzeichen

VACUUMSCHMELZE AKTIENGESELLSCHAFT HANAU

IRE Show 1960

Die diesjährige Ausstellung des Institute of Radio Engineers fand vom 21. bis 24. März in New York statt und zeigte den neuesten Stand von Forschung und Technik. Der vorliegende Bericht befaßt sich in erster Linie mit Halbleitern (Planar- und Mesa-Transistoren, Silizium- und Germanium-Leistungstransistoren, Silizium-Vierschichtdioden, Tunnel-Dioden und Siliziumkarbid-Gleichrichter), Elektronenröhren (Katodenstrahlröhren, Aufnahme- und Speicherröhren) sowie mit verschiedenen Meßgeräten (Breitband-Oszillografen, Frequenzmesser mit digitaler Anzeige, Halbleiter-Dehnungsmeßstreifen).

DK 061.4., 1960"

Vom 21. bis 24. März 1960 fand in New York die jährliche Ausstellung des Institute of Radio Engineers statt, auf der in 54 Sitzungen mit 275 Vorträgen über den neuesten Stand der Forschung und der Technik berichtet wurde. Auch die Raumfahrt und mit ihr zusammenhängende Fragen wurden behandelt. Auf der von etwa 65000 Personen besuchten Schau stellten mehr als 850 Firmen ihre Geräte, Instrumente und Einzelteile aus. Bei den Einzelteilen standen die Halbleiter im Vordergrund. Mehrere neue Firmen auf diesem Gebiet zeigten ihre Erzeugnisse. Tunnel-Dioden wurden von einigen Herstellern in Mustermenge gezeigt, von anderen jedoch auch in Produktionsmengen angeboten. Fast alle haben außer Germanium- und Silizium-Typen auch solche aus Galliumarsenid in Vorbereitung.

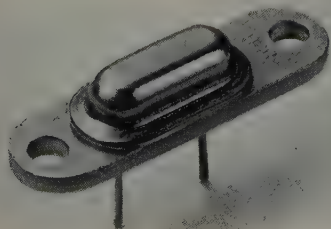
Mikrominiatur war ein vielgebrauchtes Wort. Einzelteile und Bausteine, besonders für Computer-Logik, wurden angeboten. Auch Mikrowellenteeile traten mehr in den Vordergrund. Von Varaktordioden bis zu Hohlwellenleitern, Mikrowellen- und Radarmeßgeräten gab es ein reichhaltiges Angebot. Mehrere Firmen zeigten Meßinstrumente mit direkter Ziffernanzeige; außerdem war noch ein sprechendes Gerät ausgestellt. Alle diese Instrumente können auch von ungeschultem Personal bedient werden, und in den meisten Fällen ist eine Druckeinrichtung oder ein Kartenlocher anschließbar. Verschiedene Hersteller führten automatische Meßplätze für Halbleiter und Einzelteile vor, die die wichtigsten Kenndaten zu prüfen und das Ergebnis in eine Lochkarte auszustatten gestatten.

Das Hauptgewicht lag in diesem Jahr mehr auf der industriellen als auf der militärischen Seite. Die Ausstellung war sehr groß; es wurde sehr viel geboten, und es ist schwer, über alles Sehenswerte zu berichten. Die folgenden Zeilen versuchen, einen Ausschnitt vom Neuesten zu bringen.

1. Transistoren

Die Fairchild Semiconductor Corp. entwickelte einen Diffusions-Silizium-Planar-Transistor, bei dem die Kollektor-Basis- und die Basis-Emitter-Diode in die Oberfläche des Kristalls eingebettet sind. Daraus ergeben sich als Vorteile geringer Reststrom und geringes Rauschen ($I_{CB0} = 0,8 \text{ nA}$ bei 25°C oder 25 nA maximal, $U_{CB} = 60 \text{ V}$; $I_{CB0} = 1 \mu\text{A}$ bei 150°C oder $10 \mu\text{A}$ maximal, $U_{CB} = 60 \text{ V}$). Eine Stromverstärkung von 15 bei $100 \mu\text{A}$ und 500 mA ist garantiert. Die Schaltzeit von 10 mA auf 500 mA ist $< 1 \mu\text{s}$ bei $U_{CB0} = 75 \text{ V}$.

Silizium-Mesa-Transistoren nehmen einen immer größer werdenden Raum im Fabrikationsprogramm der Hersteller ein. Die bewährten Typen, wie 2N696, 2N697, 2N698, 2N699 und 2N706, werden jetzt von verschiedenen Firmen hergestellt. Der Typ 2N706 läßt sich in Multivibrator-Schaltungen bis zu mehreren Megahertz und Temperaturen bis zu 175°C verwenden. Neue Typen wurden unter anderem von Texas Instruments und Fairchild ausgestellt. PSI (Pacific Semiconductors, Inc.) kündigte einen Mesa-Transistor ohne Gehäuse mit den Abmessungen $0,375 \text{ mm} \times 0,625 \text{ mm}^2$ für Mikro-Miniaturmoduls an. Leistungstransistoren wurden mit HF-Leistungen gezeigt, die noch vor wenigen Jahren als Utopie galten. Ein Diffusions-Dreifach-Silizium-Mesa-Transistor der PSI hat eine Grenzfrequenz von 50 MHz bei $I_C = 10 \text{ A}$ und eine Leistung von 125 W. Es gibt davon zwei Ausführungen, PT900 ($U_{CE} = 100 \text{ V}$, $I_{C \text{ max}} = 15 \text{ A}$) und PT901 ($U_{CE} = 50 \text{ V}$, $I_{C \text{ max}} = 15 \text{ A}$); die maximale Sperrschichttemperatur ist 150°C . Diese hohe HF-Leistung wurde durch einen speziellen wabenartigen Aufbau des Emitters ermöglicht. Andere Modelle sind in Vorbereitung.



Leistungstransistor der Space Saver-Serie von Clevite

Texas Instruments zeigte neue Germaniumtransistoren (2N1064 A, B) für 30 W HF-Leistung. Die Grenzfrequenz ist mindestens 15 MHz ($I_C = 10 \text{ A}$). Ein 15-W-MADT wurde von Philco ausgestellt. Die Grenzfrequenz ist 50 MHz; 1 A wird in 150 ns geschaltet. Delco stellt sechs Germanium-Hochleistungstransistoren für Kollektorströme von 25...50 A her ($U_{CB} = 50...80 \text{ V}$). Bei größtem Kollektorstrom ist die Stromverstärkung wenigstens 12.

Texas Instruments führt jetzt fünf 50-W- und zwölf 80-W-Typen für Kollektorspannungen zwischen 40 und 120 V. Durch einen neuentwickelten Emitter mit verbesserter Wirksamkeit konnte eine Stromverstärkung von wenigstens 20 bei maximalem Kollektorstrom bei der 25-A-Serie garantiert werden. Clevite brachte neue Transistoren für 15 und 25 A sowie für Kollektorspannungen von 40...100 V heraus, dazu die Space Saver-Serie (Leistungstransistoren für Schalt- und Verstärkerzwecke), die durch niedriges Gewicht und wegen ihrer eigentümlichen Formgebung auffällt. Honeywell hatte als einzige Firma Leistungs-Tetroden-Transistoren, die besonders zu empfehlen sind, wenn außergewöhnliche Linearität und Stabilität verlangt werden.

2. Gleichrichterdioden

Controlled Rectifier, Gated Rectifier, Trinistor und Thyrode sind Namen für schaltbare Gleichrichter oder Schalter, während Trigistor, Transwitch oder einfach Switching Device Namen für bistabile Schalter sind. Beide Gruppen verhalten sich ähnlich wie ein Thyatron, jedoch können die bistabilen Schalter durch einen negativen Impuls in den nichtleitenden Zustand zurückgeschaltet werden. Diese *pnpn*-Verbindungen verhalten sich ähnlich wie die Shockley- oder Vierschichtdiode und können auch als solche verwendet werden.

Bistabile Schalter gibt es für Ströme von 5...50 mA und Sperrspannungen bis zu 60 V. Sie sind in vielen Fällen mit Vorteil in bistabilen Schaltungen, als Ringzähler oder als Speicher verwendbar.

Bei den schaltbaren Gleichrichtern (Trinsistoren) von Westinghouse reicht die Auswahl von 1...50 A. Die für einen Trinistor typische Einschaltzeit ist 1 μs . Ähnlich, jedoch ein *pnp*-Germanium-Flächen-Mesa-Transistor der RCA ist der „Thyristor“ (THYRatron-TransISTOR), der es gestattet, Ströme von 10, 20 oder 30 mA mit einer Einschaltzeit von 20 ns und Ausschaltzeiten von 110 ns zu schalten. Zur Zeit werden die Typen 2N1213 bis 2N1216 hergestellt.

3. Tunnel-Dioden

Tunnel-Dioden wurden von den meisten Halbleiter-Herstellern angeboten, acht verschiedene Typen allein von RCA. Sie kosten 10 \$ und mehr. Galliumarseniddioden sind für Spitzenströme bis 22 mA im Programm der General Electric enthalten. Texas Instruments kündigte die Aufnahme der Massenherstellung von vier Galliumarsenidtypen an. Das Verhältnis der größten zur kleinsten Amplitude (peak to valley ratio) ist dabei 15:1...5:1 (Spitzenströme 5 und 10 mA, verwendbar bis 150°C).

General Transistor, Philco, Sperry, Sony und andere zeigten auch verschiedene Ausführungen, jedoch ist die Serienfertigung bei den meisten noch nicht angelaufen. Einige Fabrikanten zögern auch noch und warten ab, wie die Nachfrage der Industrie in der Zukunft sein wird. Die Preise für Germanium-Esaki-Dioden beginnen mit etwa 8 \$ und für Galliumarseniddioden mit etwa 20 \$. Galliumdioden sind seit dem 1. Juli von Philco und anderen Herstellern für 4...5 \$ erhältlich.

4. Computer- und Schaltdioden

Die schnellste Siliziumschaltdiode, die D4121, wurde von Sylvania angeboten. Die Umschaltzeit eines Durchlaßstroms von 40 mA auf 200 μA (-4 V) ist im Durchschnitt nur 0,3 ns und 0,8 ns maximal. Diese Diode ist auch für Frequenzen über 1 GHz verwendbar, ihre Arbeitstemperatur reicht bis zu 150°C . Fairchild kündigte die FD100 an, eine Silizium-Ultra-Fast-Planar-Diode ($U_{sp} = 50 \text{ V}$, $I = 50 \text{ mA}$, Umschaltzeit 4 ns, bis zu 200°C verwendbar).

Die Mikrodiode TMD-50 von Transiron ist für 50 V, 4 ns Umschaltzeit. Auch PSI stellt Mikroioden her; sie sind etwa 2 mm lang, haben maximal 0,9 mm Durchmesser, eine Drahtlänge von mindestens 12,5 mm und erlauben eine Packungsdichte von über 700 Stück je cm^2 .

Varactors (variable reactance device) sind *pn*-Flächendioden, deren Kapazität sich mit der angelegten Spannung ändert. Mit ihnen ist es möglich, Verstärker im Dezimeter- und Millimeterband mit kleinem Rauschfaktor bei verhältnismäßig geringem Aufwand praktisch aufzubauen. Die Hauptanwendung sind parametrische Verstärker. Silizium-varactors für Frequenzen bis zu 100 GHz wurden vor allem von Hughes, Microwaves Ass. und von Sylvania ausgestellt. Texas Instruments kündigte die erste Galliumarsenid-Varaktordiode XD500 an. Der Rauschfaktor ist geringer als bei Germanium- oder Siliziumdioden.

Siliziumgleichrichter werden kleiner und billiger. Das Neueste auf diesem Gebiet war jedoch der Siliziumkarbidgleichrichter von Transiron. Bei einer Sperrspannung von 100 V und bei 500°C ist ein Durchlaßstrom von 100 mA möglich. Der Widerstand gegen radioaktive Strahlung soll etwa

100mal so groß sein wie bei anderen Halbleitern. Leistungsgleichrichter für Ströme bis zu 250 A bei 600 V liefern mehrere Firmen. *Columbus Semiconductors* zeigte eine Doppel-Diffusions-Siliziumgleichrichter-Serie für Spitzenspannungen bis zu 2000 V und für Ströme bis zu 10 A. *Texas Instruments* kündigte die Typen 1N2878 bis 1N2925 an, das sind in Serie geschaltete, in Kunststoff eingebettete Siliziumgleichrichter für Sperrspannungen von 700...6500 V bei 250 mA. Der Sperrstrom bei 25° C ist 0,5 μ A und bei 100° C 30 μ A.

Dieselbe Firma erweiterte ihr Produktionsprogramm durch eine Serie von Siliziumphotoelementen für verschiedene Verwendungszwecke. Es gibt Sonnenelemente (einzeln oder in Gruppen) mit einem Wirkungsgrad bis zu 10%, Miniaturphotoelemente für vertikale oder horizontale Montage, geeignet für Lochkartenmaschinen (Ansprechzeit 4 μ s) und ein null-anziehendes Photoelement, das für photomechanische Abtaster mit Galvanometern, Servosystemen, Kurvenfolgern und anderen Einrichtungen, bei denen eine hohe Empfindlichkeit verlangt wird, geeignet ist. Bei diesem Null- oder Differenzanzeiger sind zwei gleichartige Elemente in einem nur 12 mm langen Gehäuse untergebracht. Null wird angezeigt (kein Strom), wenn auf beide Elemente die gleiche Lichtmenge fällt.

In der Mikro-Miniaturtechnik wurden verschiedene Wege eingeschlagen:

- 1) die Verwendung von vorhandenen Einzelteilen in dicht gepackten, funktionellen Moduls,
- 2) das Zusammensetzen von Spezialteilen in Mikroform,
- 3) auf eine Platte aus Keramik, Glas oder ähnlichem Material werden Leiter, Widerstände und Kondensatoren durch Verdampfen im Vakuum aufgebracht und dann Transistoren und Dioden eingesetzt,
- 4) die Festkörpertechnik, bei der durch Diffusion, Verdampfung und chemische Behandlung eine ultrareine Kristallscheibe die Funktion einer Schaltung übernimmt.

Ein Beispiel der Festkörpertechnik ist der binäre Multivibrator von *Texas Instruments*, der auch als binärer Zähler, bistabiler Multivibrator mit zwei getrennten Eingängen oder als Schieberegister verwendbar ist. Er hat die Abmessungen $5,6 \times 3,2 \times 0,8$ mm und kann mit bis zu 200 kHz Schaltgeschwindigkeit arbeiten. *IRC (International Resistance Company)* hat einen als „Mu Circuit“ bezeichneten Baustein nach der „thin film“-Methode entwickelt, der (entweder einzeln oder zu mehreren zusammengebaut) als Nicht-, Und- oder Oder-Baustein oder als bistabiler Multivibrator verwendbar ist.

Beim „Micram“ (microminiature — individual — components — reliable — assembled — modules) genannten Verfahren benutzt man vorhandene Teile und setzt sie zu logischen Bausteinen zusammen. Es wird eine verhältnismäßig große Packungsdichte erreicht, und Moduls stehen in Kürze der Industrie zur Verfügung. „Micram“ ist eine Gemeinschaftsarbeit von fünf Firmen. Die Zahl der auf diesem Gebiet arbeitenden Firmen nimmt ständig zu. Bausteine oder Teile werden unter anderen von *Aerovox, CMS, Fairchild, IRC, PSI, Raytheon, Sylvania* und *Texas Instruments* hergestellt.

5. Elektronenröhren

Auch bei den Elektronenröhren gab es Neues. *General Electric* zeigte unter anderem die Hexode 6FG5, eine „Shadow Grid“ (Schatten-Gitter) genannte HF-Röhre, bei der ein Abschirmgitter zwischen Steuer- und Schirmgitter angebracht ist, dessen Windungen mit dem Schirmgitter ausgerichtet (im Schatten) sind. Ein Vorteil dieser Anordnung ist vor allem geringes Rauschen, teilweise durch den niedrigen Schirmgitterstrom bedingt. Ein Anoden-/Schirmgitterstromverhältnis von 60 : 1 ist möglich. Die Schirmgitterspannung braucht nicht herabgesetzt zu werden, da nur ein geringer Strom fließt. In einer Schaltung können dadurch Widerstände und Kondensatoren eingespart werden.

General Electric zeigte auch die schon bekannten Timm-Circuits (thermionic integrated micromodules) sowie die sehr empfindliche Kadmiumsulfid-Photozelle 7427. Bei einer Beleuchtung von 1 foot-candle und 60 V Spannung fließt ein Strom von etwa 5 mA. Es ist möglich, ein Relais damit direkt zu betreiben.

Raytheon entwickelte zwei neue Aufnahme- und Speicherröhren; sie haben eine Auflösung von 1000 Zeilen bei 50% Modulation und sind vor allem für den Übergang von einer Fernsehnorm auf eine andere geeignet. *Westinghouse* zeigte eine „Permachon“ genannte Aufnahme-Speicherröhre, deren Bildfläche $25,4 \text{ m}^2$ ist und deren Bild 24 Stunden lang gespeichert werden kann. *Watermann* entwickelte die 3ATP1, eine Katodenstrahlröhre für Frequenzen bis 100 MHz, die bis zu 27000 m Höhe verwendbar ist. Die Röhre ist etwa 22 cm lang und hat einen 38×76 mm großen Planschirm.

Burroughs kündigte eine neue, „Beam X“ genannte, Elektronenstrahl-Schaltröhre an. Sie wiegt nur ein Zehntel, hat nur ein Fünftel der Größe und kostet nur die Hälfte der älteren Typen. Schaltgeschwindigkeiten von 2 MHz sind dabei möglich. Diese Röhre kann in Röhrenschaltungen mit bis zu 200 V und in Transistorschaltungen mit 12 V betrieben werden. *Sylvania* brachte eine Katodenstrahlröhre heraus, die nur 140 mA bei 1,4 V Heizspannung benötigt.

6. Oszillografen

Das Digital Readout Oscilloscope Typ „425“ von *Du Mont* wurde zum erstenmal der Öffentlichkeit vorgeführt. Die Bandbreite ist 0...35 MHz (es kann auch bis 60 MHz und bald bis 600 MHz verwendet werden). Als Besonderheit ist die direkte Zahlenanzeige von Spannung und Zeit, durch zwei Punkte auf dem Bildschirm getrennt, zu nennen. Ein Kartenlocher ist angeschlossen, der die Meßergebnisse registriert. Dieses Gerät ist in seinem Aufbau und seiner Bedienung so einfach, daß es auch von weniger geschultem Personal für genaue, wiederholbare Messungen verwendet werden kann.

Die neueste Schöpfung von *Tektronix* ist der Oszillograf Typ „519“ mit 0...1000 MHz Bandbreite (−3 dB) und 0,35 ns Anstiegszeit. Die Zeitablenkung ist in neun geeichten Stufen von 2 ns/cm ... 1 μ s/cm einstellbar. Das Bildfenster hat die Größe 2×6 cm. Ein gleichfalls vielbeachtetes Gerät derselben Firma ist der mit Transistoren und einer 7,5-cm-Katodenstrahlröhre ausgestattete tragbare Oszillograf. Er wiegt nur etwa 6 kg ohne und 8 kg mit Batterien. Die Bandbreite ist 0...5 MHz und die Anstiegszeit 70 ns. Er hat 19 geeichte Zeitablenkstufen und ist in Ausstattung und Präzision den größeren Modellen dieser Firma gleichwertig.

Bei *Allied Radio* bewunderten viele Besucher den einzigen Laboratoriums-oszillografen, der in Kit-Form zu dem erschwinglichen Preis von 285 \$ zu haben ist (Bandbreite 0...10 MHz, −3 dB; Empfindlichkeit 1 mV_{ss}/cm; Zeitablenkung in sieben Bereichen 2 s/cm...2 μ s/cm, 2 s/cm...0,1 μ s/cm gedehnt; Quarzmarkengenerator für 1, 10, 100, 1000 μ s; Eichspannungen zwischen 0,1 mV und 50 V). Für die einzelnen, sehr übersichtlich angeordneten Baugruppen wurde die gedruckte Schaltung angewendet. Als Zusatzgerät gibt es drei verschiedene Einschübe: empfindliche Differential-Vorverstärker, Breitband-Vorverstärker und elektronische Schalter für zwei Vorgänge.

7. Verschiedene Geräte

Neben anderen Herstellern zeigte auch *CMC* auf seinem Stand einen 10-MHz-Universal-Frequenzzähler und Zeitmesser Typ „727 A“, der nur mit Halbleitern bestückt ist. Dieses mit drei getrennten Eingängen versehene Gerät erlaubt Messungen großer Genauigkeit. Ein anderer Vorteil ist der geringe Stromverbrauch und die damit verbundene geringe Erwärmung. Das Gewicht ist nur 11 kg.

Beckman zeigte einen Frequenzmesser für Frequenzen von 10 Hz bis 110 MHz. Bis 10 MHz wird ein Zähler verwendet, von 10...110 MHz ein Zähler und ein Heterodyne-Konverter. Der Meßfehler ist 0,00004% oder kleiner im Bereich 1 MHz...110 MHz.

Ein Meßgerät für die Anstieg-, Speicher- und Fallzeit wurde von der *E-H Research Laboratories* ausgestellt. Dieses Gerät, das in der Hauptsache für Messungen an Transistoren und Dioden bestimmt ist, läßt sich auch für die Prüfung von Kabeln, Transformatoren und anderen für schnelle Schaltgeschwindigkeit vorgesehenen Teilen verwenden. Die Meßwerte werden von drei Instrumenten direkt angezeigt oder stehen auch an der Rückwand als analoge Spannungen zur Verfügung. Vier Bereiche von 10 ns...10 μ s sind vorhanden. Die Amplitude der Impulse ist zwischen 3 und 20 V regelbar. Die Ablesezeit ist weniger als 100 ms. Dazu gibt es Vorverstärker, die durch Kabel mit dem eigentlichen Gerät verbunden sind und entfernte Aufstellung in einer automatischen Prüfeinrichtung oder Prüfstraße erlauben.

Motorola zeigte einige handliche, mit Transistoren bestückte Meßgeräte, darunter ein NF-HF-Voltmeter für 20 Hz...20 MHz mit sechs Bereichen von 1 mV...300 V (Eingangswiderstand 10 M Ω , 7 pF von 1...300 V oder 1 M Ω , 14 pF von 1...300 mV) und ein NF-Voltmeter für 20 Hz...1 MHz mit 12 Bereichen von 1 mV...300 V. Weiterhin war ein Gleichstrom-Viel-fachmeßgerät mit 11 M Ω Eingangswiderstand zu sehen, das neun Bereiche von 100 mV...1000 V, zwölf Bereiche von 1 μ A...300 mA und fünf Bereiche von 10 Ω ...100 k Ω hat. Der hohe Eingangswiderstand wurde mit zwei Elektrometerröhren erreicht, denen ein dreistufiger, mit sechs Transistoren bestückter Differentialverstärker folgt.

Abschließend wären noch zu nennen: ein Zähler mit 12,5 cm hoher Ziffernanzeige (Neonlampen-Optik), bei dem nur Halbleiter verwendet wurden. Verschiedene Ausführungen, für Zählgeschwindigkeiten bis 1 MHz und auch für binäre Systeme geeignet, werden von *Navcor* hergestellt. Die Größe des Zählers ist $9,5 \times 12,7 \times 6,4$ cm.

Eine Miniaturlampe mit 1,4 mm maximalem Durchmesser und 2,8 mm Länge wird von *Sylvania* und *Minitron* hergestellt. Diese Lampe kann direkt in Transistorschaltungen verwendet werden. Aus- und Einschalten dieser Lampe kann einer 100-Hz-Spannung folgen.

Der Strainistor Typ „711“ ist ein Halbleiter-Dehnungsmeßstreifen der *Century, Electronics & Instruments*. Er hat eine 60...70mal größere Empfindlichkeit als übliche Dehnungsmeßstreifen und ist für statische und dynamische Messungen gut geeignet. Lineare Widerstandsänderungen und geringe Hysterese sind die Vorteile dieses auf einem etwa 22 mm langen Halter angebrachten Meßstreifens.

(eingegangen am 20. April 1960)

Wie die Deutsche Industrie-Messe Hannover erkennen ließ, wurden in der letzten Zeit auch in Deutschland beachtliche Fortschritte auf dem Halbleitergebiet gemacht, insbesondere bei Leistungstransistoren und Spezialdioden. Eine Reihe neuer Germanium- und Silizium-Leistungstransistoren sowie verschiedene Dioden, darunter auch Tunnel-Dioden, werden mit ihren Eigenschaften und Kenndaten vorgestellt. Mehrere Tabellen geben eine zusammenfassende Übersicht über die technischen Daten.

Auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960 war zu erkennen, daß die deutsche Halbleiterentwicklung und -fertigung einen hohen Stand erreicht hat. Relativ gesehen, ist der Vorsprung der USA nicht sehr viel größer geworden. Sicherlich gibt es dort Transistoren und andere Halbleiter-Bauelemente mit Daten, die man noch vor ein bis zwei Jahren als Utopie bezeichnet hätte, insbesondere bei Höchsthäufigkeits- und Leistungstransistoren. Es dürfte aber nur eine Frage der Zeit sein, bis solche Bauelemente auch bei uns gefertigt werden können. Neben dem Transistor gewinnen Spezialausführungen von Dioden zunehmend an Bedeutung, so zum Beispiel die Tunnel-Diode, die die Möglichkeit bietet, den Transistor als aktives Bauelement zu ergänzen.

1. Leistungstransistoren

Intermetall brachte eine neue Typenreihe von Leistungstransistoren (2N1146 A, B und C) mit 15 A Spitzenstrom heraus. Diese Transistoren ersetzen die aus dem Vorjahr bekannten Typen mit 13 A Spitzenstrom. In Tab. I sind die wichtigsten Daten dieser neuen Hochstromtransistoren zusammengestellt.

Tab. I. Germanium-Hochstromtransistoren von Intermetall

	2 N 1146	2 N 1146 A	2 N 1146 B	2 N 1146 C
$-U_{CB}$ max bei $-I_{C0} = 15$ mA	40	60	80	100 V
$-U_{CE}$ max bei $-I_C = 15$ mA und $+U_{BE} = 1$ V	40	60	80	100 V
$-I_C$ max	15	15	15	15 A
$-I_{C0}$ max bei $-U_{CB}$	4	4	4	4 mA
$N(C + E)$ max	20	30	40	50 V
$1/K$	50	50	50	50 W
h_{21e} bei 1 kHz und $-I_C = 15$ A	1	1	1	1 W/°C
$f_{\alpha e}$	30	30	30	30
T_j max	4	4	4	4 kHz
	95	95	95	95° C

Tab. II. Siemens-Leistungstransistoren

	AD103	AD104	AD105
$-U_{CE}$ max	32	45	60 V
$-U_{CB}$ max	50	65	80 V
$-I_C$ max	15	10	8 A
$N(C + E)$ max bei $T_G = 60^\circ\text{C}$ und Chassismontage	15	15	15 W
K	<2	<2	<2° C/W
T_j max	90	90	90° C
$-I_{C0}$ für $I_E = 0$ bei $T_G = 90^\circ\text{C}$ und $-U_{CB}$ max	3 (<10)	3 (<10)	3 (<10) mA

An Stelle des Leistungstransistors TF 90 fertigt Siemens jetzt die neuen Typen AD 103, AD 104 und AD 105. Mit diesen Transistoren können alle Aufgaben bewältigt werden, die auf dem Verstärker- und Schaltgebiet anfallen. Die drei Typen unterscheiden sich durch Kollektorspitzenspannung und Kollektorspitzenstrom. Der Anwender wird es begrüßen, daß innerhalb der Typen Untergruppen mit verschiedenen Stromverstärkungsfaktoren bestehen. Die Kennzeichnung erfolgt mit römischen Zahlen, die auf die Transistoren aufgedruckt sind:

Gruppe	III	IV	V	VI
Stromverstärkungsfaktor ...	20...40	30...60	50...100	75...150

Besonders hervorzuheben ist die niedrige Kollektorruhestromspannung bei minimalem Kollektorstrom. Tab. II gibt einen Überblick über die Eigenschaften dieser neuen Transistoren.

Bei Telefunken ist der Leistungsschalttransistor AUZ 11 zu nennen, der für Rechenmaschinen gedacht ist. Es handelt sich hier um einen Drifttransistor mit 3 MHz Grenzfrequenz und einer Verlustleistung von 4 W. Die Daten dieses Transistors sind in Tab. IV enthalten.

Auch Valvo hat drei neue Leistungstransistoren (OC 22, OC 23 und OC 24) herausgebracht, die als schnelle Schalter und auch für hochwertige NF-Stufen (OC 22) geeignet sind. Der Transistor OC 23 ist für Kerntreiber, der Typ OC 24 für kleine Sender im Mittelwellenbereich oder für Trägerfrequenztelefonie gedacht. Ein Paar dieser Transistoren liefert bei 500 kHz eine Sendeleistung von 3 W. Die Grenzfrequenz f_{ab} dieser Transistoren ist etwa 2,5 MHz. Der Typ OC 23 hat eine besonders kleine Anstiegzeit

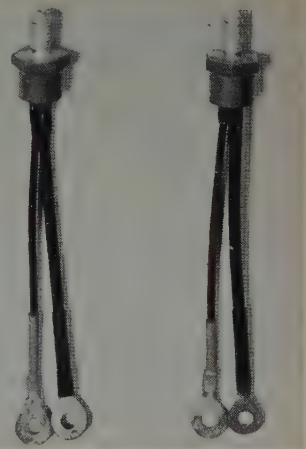
Tab. III. Valvo-Leistungstransistoren mit hoher Grenzfrequenz

	OC 22	OC 23	OC 24
Grenzdaten (bis T_j max)			
K_G max	3	3	3° C/W
$-U_{CE}$ max	32	40	32 V
$-I_C$ max	1	1	1 A
$-i_C M$ max	1	1	1 A
T_j max	75	75	75° C
Kennndaten bei $T_G = 25^\circ\text{C}$			
$-U_{CE}$	2	2	2 V
$-I_C$	1	1	1 A
h_{21e}	150	150	150
$-I_{CB0}$	30	30	30 μA
bei $-U_{CB}$	10	10	10 V
$-U_{CE0}$	<0,6	<0,6	<0,6 V
bei $-I_C$	0,4	0,4	0,4 A
f_{ab}	2,5	2,5	2,5 MHz



Bild 1. Einige neue Halbleiter-Bauelemente von Valvo

Bild 2. Vierschichttriode der AEG



(kleiner als 0,5 μs bei einem Einschaltstromstoß von 350 mA). Die Daten der Valvo-Transistoren sind in Tab. III zusammengestellt. Bild 1 zeigt verschiedene neue Valvo-Halbleiter-Bauelemente.

An dieser Stelle wäre auch die neue Vierschichttriode der AEG (Bild 2) zu nennen. Solche Bauelemente finden in steigendem Maße in der kommerziellen Technik Eingang. Sie ersetzen teilweise gasgefüllte Röhren,

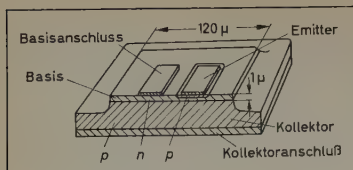


Bild 3. Schematischer Aufbau eines Mesa-Transistors

Tab. IV. Telefunken-Transistoren ►

	AC105	AC106	AFZ10	AF101	ASZ10	ASZ30	AUZ11	ACZ10
Verwendungszweck	NF	NF	HF	HF	Schalt	Schalt	Schalt	NF
$f_{\beta 1}$			50	11	16	16	3	MHz
$N_C \max$	0,4	0,4	0,15	0,03	0,15	0,03	4	0,4 W
F				7				dB
$-I_{CB0}$	8	8		$1 < 7$	3	3	20	$12 \mu A$
$-I_{CE0}$	300	300		$40 < 260$	100	100		$600 \mu A$
$-U_{CE}$	6	6	6	6			2	6 V
$-U_{CE \max}$	40	40	30	20	50	50	50	70 V
$-I_C$	3	3	10	0,5	4	4	400	mA
$-I_{C \max}$	1	1	0,1		0,25	0,25	2	0,3 A
c_{CE}			2,5	19			20	pF
$r_{bb'}$			20	$100 < 170$				Ω
h_{21e}	36	60		50		20	40	

¹⁾ $f_{\beta 1}$ ist die Betriebsfrequenz, bei der der Stromverstärkungsfaktor β in Emitterschaltung 1 geworden ist

beispielsweise Thyratrons. Als erste Firma hat die AEG in Deutschland die Fertigung solcher Vierschichttrioden — die man auch als gesteuerte Gleichrichter bezeichnen kann — aufgenommen. Die Laborfertigung wird zur Zeit in die Fabrikation übergeleitet. Es wird dann eine Typenreihe BTZ 10 bis BTZ 17 zur Verfügung stehen. Die Typenordnung erfolgt nach Durchbruch- oder Sperrspannungen, die in Stufen zu jeweils 50 V bis 400 V gestaffelt sind. Der Durchlaßstrom der Vierschichttrioden ist 10 A, bei verstärkter Kühlung sogar 15 A, der erforderliche Steuerstrom etwa 50 mA, die Steuerspannung etwa 5 V. Bei 10 A Belastung ist der Spannungsabfall kleiner als 1,8 V. Die Bauelemente sind für eine maximale Sperrschichttemperatur von 100° C ausgelegt. Die Daten können noch gewisse Änderungen erfahren.

2. NF- und HF-Transistoren für kleine und mittlere Verlustleistung

Bei *Intermetall* gibt es jetzt normale NF-Transistoren (OC 303...OC 305) mit sechs verschiedenen Stromverstärkungsfaktoren (zwischen 20 und 200). Bei den rauscharmen NF-Transistoren OC 306 sind Typen mit drei verschiedenen Stromverstärkungsfaktoren lieferbar. Neu ist der kleine Leistungstransistor OC 318 mit 0,33 W Verlustleistung und einem Kollektorspitzenstrom von 0,3 A. Außerdem liefert *Intermetall* jetzt Drifttransistoren für den Rundfunk- und UKW-Bereich. Der Typ AF 111 hat eine Grenzfrequenz von 50 MHz und ist für HF-Verstärker bei 10,7 MHz bestimmt. Der Kurzwellentransistor AF 112 mit einer Grenzfrequenz von 60 MHz ist auch als Mischtransistor geeignet, während der UKW-Transistor AF 113 (Grenzfrequenz 80 MHz) in UKW-Vorstufen sowie UKW-Mischstufen eingesetzt werden kann.

Siemens brachte einen neuen Typ (AC 108) mit 30 mW und großer Stromverstärkung (zwischen 75 und 150) heraus, der besonders für NF-Vorstufen und Treiberstufen geeignet ist. Die Transistoren TF 66 und TF 78 sind jetzt auch in einer Ausführung mit 60 V Kollektorspitzenspannung lieferbar.

Bei KW- und UKW-Transistoren hat sich *Siemens* für das Mesa-Prinzip entschieden. Bild 3 zeigt den Aufbau eines Mesa-Transistors. Hierbei ist der Germaniumkristall der Kollektor. Die Basis wird eindiffundiert. Der Basiskontakt ist streifenförmig. Parallel dazu liegt ein streifenförmiger Emitter, der in die Basis einleitet wird. Wegen der kleinen Abmessungen des Systems (Breite der Basis etwa 0,12 mm) sind solche Transistoren bis zu Frequenzen von etwa 1000 MHz geeignet. Ein Typenprogramm wurde noch nicht bekanntgegeben.

Außer dem Leistungstransistor AUZ 30 von *Telefunken* sind auf dem kommerziellen Sektor neu erschienen: der Schalttransistor ASZ 30, der Typ ACZ 10 (400 mW) mit hoher Kollektorspannung, der Rechenmaschinen-Schalttransistor ASZ 10 und der Kleinleistungstransistor AFZ 10 für kleine Sender im KW-Gebiet. — Für Vor-, Misch- und ZF-Stufen in Mittel- und Langwellenempfängern ist der Typ AF 101 bestimmt, während für die Endstufen von batteriegespeisten Heim- und Kofferempfängern die Transistoren AC 105 und AC 106 (400 mW) zur Verfügung stehen, mit denen etwas größere Sprechleistungen als mit den bisherigen 175-mW-Typen möglich sind. Die Daten der neuen *Telefunken*-Transistoren sind in Tab. IV zusammengestellt. Da bei den Schalttransistoren besonders die Anstiegszeit und Abfallzeit interessiert, sind diese Angaben getrennt in Tab. V aufgenommen worden. Die Definition der Schaltzeiten geht aus Bild 4 hervor. Bild 5 zeigt einige der neuen *Telefunken*-Transistoren.

3. Siliziumtransistoren

Der steigenden Nachfrage nach Siliziumtransistoren wurde *Intermetall* mit der Entwicklung einiger neuer Typen gerecht. Es stehen nunmehr insgesamt 12 verschiedene Typen zur Verfügung. Unter den fünf neuen Typen ist ein HF-Transistor mit 5 MHz Grenzfrequenz, ein rauscharmer Transistor ($F = 8$), ein Typ mit dem hohen Stromverstärkungsfaktor 60, ein Schalttransistor mit besonders kleiner Knieleistung und eine Ausführung für 150 V Kollektorspitzenspannung. Alle Typen werden in einer Normalausführung mit 300 mW Verlustleistung und in einer Ausführung K geliefert, bei der mit 12 cm² Kühlblech die Verlustleistung bei 45° C

	ASZ30	ASZ10	AUZ11
stromkonstante Einspeisung			
$-\hat{I}_C$	200	200	400 mA
$-\hat{I}_B$	10	10	20 mA
R_g	1	1	0,5 kOhm
Anstiegszeit t_r	0,5	0,5	6 μs
Speicherzeit t_s	0,4	0,4	μs
Abfallzeit t_f	1,2	1,2	6 μs
spannungskonstante Einspeisung			
$-\hat{I}_C$	200	200	400 mA
$-\hat{U}_{BE}$	0,75	0,75	0,9 V
R_g	2	2	2 Ω
Anstiegszeit t_r	0,08	0,08	5 μs
Speicherzeit t_s	0,2	0,2	μs
Abfallzeit t_f	0,1	0,1	2 μs

Tab. V. Schaltzeiten der neuen Telefunken-Schalttransistoren

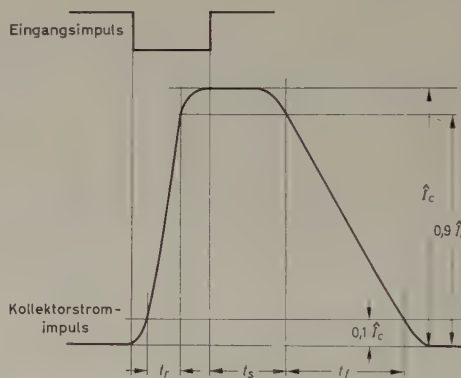


Bild 4. Zur Definition der in Tab. V angegebenen Schaltzeiten

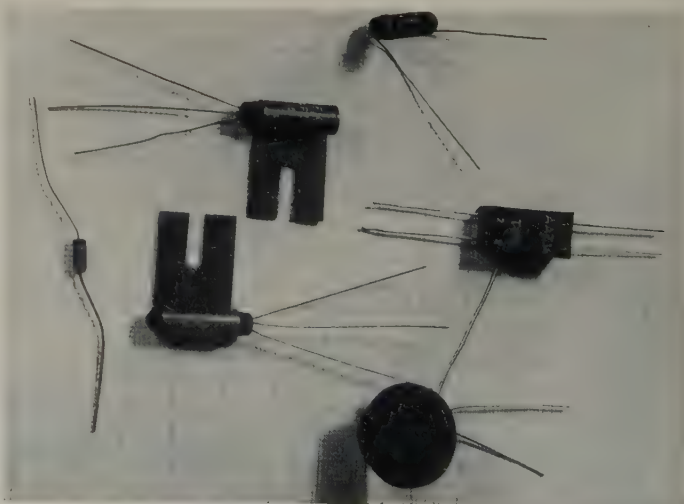


Bild 5. Neue Telefunken-Transistoren

Umgebungstemperatur 660 mW ist. Tab. VI gibt einen Überblick über die wichtigsten Eigenschaften dieser neuen Siliziumtransistoren.

Siemens hat sein Typenprogramm an Siliziumtransistoren auf vier verschiedene Typen erweitert. Besonders interessant ist, daß es sich hier um npn-Transistoren handelt. Die wichtigsten Daten enthält Tab. VII.

Tab. VI. Intermetall-Siliziumtransistoren

	OC 463 OC 463 K	OC 466 OC 466 K	OC 468 OC 468 K	OC 469 OC 469 K	OC 480 OC 480 K
$-U_{CB} \text{ max}$	10	10	10	32	125 V
$-U_{CE} \text{ max}$	10	10	10	20	125 V
$-I_C \text{ max}$	50	50	50	50	50 mA
$-I_{C0} \text{ bei}$ $-U_{CE} \text{ max}$	0,4 < 2	0,4 < 2	0,4 < 2	0,4 < 2	0,4 < 2 μA
$N(C+E) \text{ max}$ ohne Kühlfläche mit Kühlfläche	300 660	300 660	300 660	300 660	300 mW 660 mW
$1/K$ ohne Kühlfläche mit Kühlfläche	3,14 6,29	3,14 6,29	3,14 6,29	3,14 6,29	3,14 mW/°C 6,29 mW/°C
$h_{21e} \text{ bei } 1 \text{ kHz}$	30 (>20)	30 (>20)	>40	>10	20 (>10)
$f_{\alpha b}$	5 (>4)				MHz
F		8 (<9)			dB
$T_j \text{ max}$	150	150	150	150	150 °C

Tab. VII. Siemens-npn-Siliziumtransistoren

	MC104	MC105	MC106	MC107
$U_{CE} \text{ max bei } R_E \leq 1 \text{ k}\Omega$ zwischen Emittter und Basis	60	100	60	100 V
$I_C \text{ max}$	200	200	300	300 mA
$N(C+E) \text{ max bei } T_G = 60^\circ \text{C}$ K	450 0,2	450 0,2	450 0,2	450 mW 0,2 °C/mW
$I_{C0} \text{ für } I_E = 0 \text{ bei } U_{BC} \text{ max}$ und $T_G = 100^\circ \text{C}$	5	5	5	5 μA
$T_j \text{ max}$	150	150	150	150 °C

Außer den beiden genannten Firmen stellt auch *Valvo* Siliziumtransistoren her. Die Typenbezeichnungen sind OC 200 und OC 201. Sie sind für Anwendungen bei hoher Umgebungstemperatur (bis 150 °C) vorgesehen und haben eine Kollektorspitzenspannung von 25 V sowie einen maximalen Kollektorstrom von 50 mA. Bei 6 V, 1 mA, hat der Typ OC 200 eine Grenzfrequenz von 1 MHz, der OC 201 eine solche von 4 MHz. Die beiden Transistoren unterscheiden sich auch noch im Stromverstärkungsfaktor, der beim OC 200 zwischen 15 und 60 und beim OC 201 zwischen 20 und 80 liegt. Bei 10 V Kollektorspannung ist der Reststrom I_{CB0} bei 100 °C kleiner als 10 μA .

4. Siliziumgleichrichter

Eine größere Anzahl von Firmen (*AEG*, *Eberle & Co.*, *Intermetall*, *SAF*, *Siemens*) fertigt Siliziumgleichrichter für die Stromversorgung in Fernsehempfängern. Diese Fernsehgleichrichter sind für eine Anschlußspannung von 220 V_{eff} bei Kondensatorlast bestimmt und ohne Kühlblech mit Gleichströmen von 0,4...0,5 A belastbar.

Unter den Starkstromgleichrichtern sind die Hochleistungszellen Si 41 und Si 91 (Bild 6) der *AEG* zu erwähnen. Mit geeigneten Kühlkörpern liefern diese beiden Typen 45 beziehungsweise 90 A; bei verstärkter Luft- oder Wasserkühlung sind sie sogar bis zu 200 A belastbar.

Eberle & Co. zeigte neue Siliziumgleichrichter für 10 A mit Spitzenspannungen zwischen 50 und 600 V, die auch mit Kühlkörper gebaut werden. Der Durchlaßspannungsabfall ist kleiner als 1,15 V bei 10 A, der Sperrstrom kleiner als 1 mA. — Eine Anzahl Gleichrichtertypen wird jetzt als fertigmontierte Kombination geliefert. Diese Kombinationen sind als Mittelpunkt-, Stern-, Brücken- und Drehstrombrückenschaltung sowie als Spannungsverdoppler erhältlich. Auch Kombinationen von Gleichrichtern und Zenerdioden werden gebaut.



5. Zenerdioden

Bei *Eberle & Co.* wurde das Zenerdioden-Programm sowohl in der 1-W- als auch in der 10-W-Reihe bis 47 V erweitert. Nachdem zahlreiche Zwischentypen entwickelt wurden, steht jetzt im Spannungsbereich

Bild 6. Hochleistungs-Siliziumgleichrichter der AEG für 90 A

zwischen 5,6 und 13 V je Volt eine Diode zur Verfügung. Auch *Intermetall* liefert einige neue Zenerdioden, beispielsweise Z 12 (11,8...13,6 V), Z 15 (13,4...16,5 V), Z 18 (16,2...20 V) und Z 22 (19,6...24 V); die Verlustleistung dieser Zenerdioden ist 250 mW, in der Ausführung K sogar 350 mW.

Siemens hat sein Leistungszenerdioden-Programm ebenfalls erweitert. Es werden Typen für 6, 7, 8, 9 und 10 V geliefert. *Valvo* fertigt die Zenerdioden OAZ 200 bis OAZ 207. Es stehen sechs Typen mit Zenerspannungen zwischen 4,7 und 9,1 V zur Verfügung. Besonders zu erwähnen ist die geringe Toleranz von nur 5...7% für die Spannung der einzelnen Typen. Bei 5 mA liegt der dynamische Widerstand zwischen 4 und 60 Ω . Die Verlustleistung ist 250 mW.

Eberle & Co. stellt ein Silizium-Referenzelement her, eine Zenerdioden-Kombination mit einer Zenerspannung von $11 \pm 0,5 \text{ V}$ bei 14 mA Betriebsstrom. Der Temperaturkoeffizient dieser Referenzelemente ist kleiner als $10^{-4}/^\circ \text{C}$ zwischen 20 und 140 °C. Es ist zu hoffen, daß solche Elemente auch noch mit anderen Spannungen herausgebracht werden. In den USA hat man damit schon gute Erfahrung gesammelt, und es werden dort zahlreiche Typen gefertigt.

6. Spezialdioden

Seit einiger Zeit gibt es in den USA, neuerdings auch in Europa, Tunnel-Dioden (Esaki-Dioden); es handelt sich dabei um Flächendioden aus sehr hoch dotiertem Material, die im Gegensatz zu den üblichen Dioden keine Sperrwirkung haben. Die Kennlinie hat einen S-förmigen Bereich (Bild 7) und darin ein Gebiet mit fallender Stromspannungskennlinie. Die Schal-

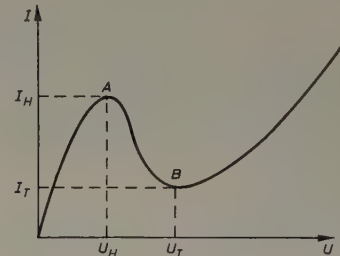


Bild 7. Kennlinie einer Tunnel-Diode

tungstechnik der Tunnel-Dioden ist relativ einfach. Sie können beispielsweise als Verstärker und Oszillatoren bis in den Höchsthäufigkeitsbereich benutzt werden. Auch für Schaltzwecke mit extrem hoher Geschwindigkeit sind sie brauchbar. Im Gebiet sehr hoher Frequenzen ist besonders das geringe Rauschen nennenswert. Der quantenmechanische Tunnel-effekt ist in einem größeren Bereich temperaturunabhängig. Auch ist es möglich, solche Dioden aus Halbleitermaterialien herzustellen, die äußerst hohen Temperaturen widerstehen. Tunnel-Dioden werden von *SAF* und

Tab. VIII. Daten der SAF-Tunnel-Dioden

Typ	I_H [mA]	I_H/I_T	I_H-I_T [mA]	U_T-U_H [mV]	maximal zulässiger Strom [mA]	U_H [mV]	U_T [mV]	f_{gr} [MHz]
Schalt- und Verstärkertypen								
TD 101	3...10	2...5			100	≈ 50	≈ 200	5
TD 102	10...30	2...5			100	≈ 50	≈ 200	5
TD 103	70...130	5...15			500	≈ 50	≈ 250	5
TD 104	70...130	5...15			500	≈ 50	≈ 250	5
TD 105	300...700	5...15			1000	≈ 50	≈ 250	5
TD 106	300...700	1...5			1000	≈ 50	≈ 250	5
UHF-Typen								
TD 107		≤ 200	≥ 200	1000	≈ 50	≈ 250		
TD 108		≤ 200	≥ 200	1000	≈ 50	≈ 250		

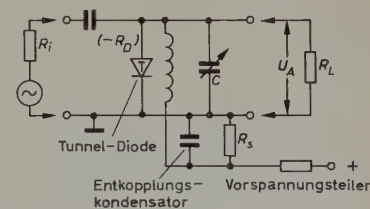


Bild 8. Schaltung eines abgestimmten Verstärkers mit Tunnel-Diode

Siemens bereits in Versuchsmustern geliefert. *SAF* brachte eine Anzahl Typen heraus (Preis etwa 45 DM je Stück), deren Daten in Tab. VIII zusammengestellt sind. Die einzelnen Typen werden laufend verbessert, so daß mit Änderungen der Daten zu rechnen ist. In Kürze werden auch Ausführungen für den GHz-Bereich lieferbar sein.

An einigen Schaltungsbeispielen sollen die Anwendungsmöglichkeiten der Tunnel-Dioden gezeigt werden. Im Bild 8 ist die Schaltung eines abgestimmten Verstärkers mit einer Tunnel-Diode zu sehen. Die Vorspannung wird so eingestellt, daß der Arbeitspunkt im Bereich des negativen differentiellen Widerstandes liegt. Für stabile Verstärkung muß die Bedingung

$$\frac{R_i \cdot R_T}{R_i + R_T} < R_D < R_T$$

erfüllt sein. Dabei ist R_T der resultierende Widerstand aus R_L und dem Paralleldämpfungswiderstand des Schwingkreises.

Bild 9 zeigt eine Oszillatorschaltung mit Tunnel-Diode. Für Selbsterregung gilt

$$R_s < \frac{L}{C \cdot R_D},$$

wobei R_s der Gesamtwiderstand ist, der in Reihe mit der Diode liegt, das heißt Spulenwiderstand plus Innenwiderstand des Vorspannungsteilers. Ein bistabiler Multivibrator mit Tunnel-Diode ist im Bild 10 dargestellt. Die Dioden werden so vorgespannt, daß der Arbeitspunkt für

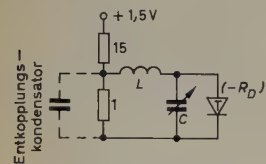
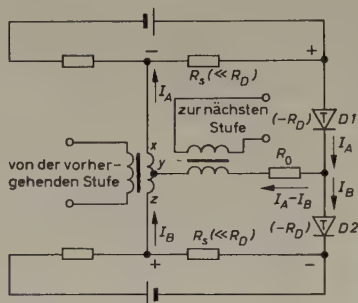


Bild 9. Oszillatorschaltung mit Tunnel-Diode

Bild 10. Schaltung eines bistabilen Multivibrators mit Tunnel-Dioden



$D1$ kurz vor dem Höcker (vom Nullpunkt aus gerechnet) und für $D2$ kurz hinter dem Talpunkt der Kennlinie (Bild 7) liegt. Bei einem positiven Impuls an x, y wird $D1$ in den Zustand springen, in dem bisher $D2$ war, während gleichzeitig $D2$ in den Zustand springt, den am Anfang $D1$ hatte. Ein weiterer positiver Impuls an y, z schaltet die Dioden wieder in den Ausgangszustand zurück.

Eine weitere interessante Spezialdiode ist die Siliziumdiode BA 101 von Telefunken. Es handelt sich hier um eine Kapazitäts-Variations-Diode (Varicap), die speziell zur automatischen Scharfabstimmung, beispiels-

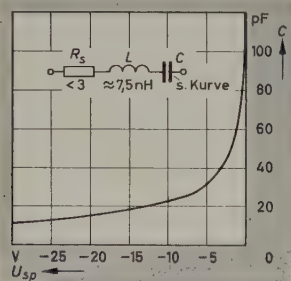


Bild 11. Abhängigkeit der Kapazität der Telefunken-Diode BA 101 von der Sperrspannung

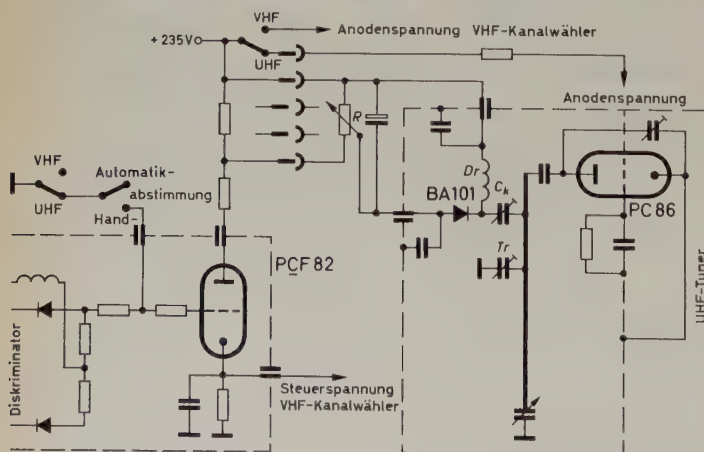
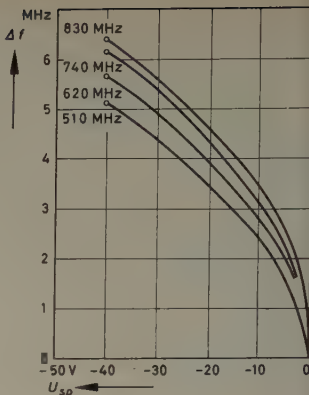


Bild 12. Schaltungsbeispiel für die Anwendung einer Kapazitäts-Variations-Diode BA 101 im UHF-Teil eines Fernsehempfängers (automatische Scharfabstimmung)

Bild 13. Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der Dioden-Sperrspannung in der Schaltung nach Bild 12



weise in Fernsehempfängern (bis in den Dezimeterbereich) benutzt werden kann und im Sperrgebiet betrieben wird. Gemäß Bild 11 ist die Kapazität umgekehrt proportional der Wurzel aus der angelegten Spannung. Diese Kapazitäts-Dioden benötigen eine geringere Regelleistung als beispielsweise Germaniumdioden, die für diesen Zweck häufig im Flußgebiet betrieben werden und deren Oberwellenbildung stärker ist. Ein Schaltungsbeispiel für die Anwendung der BA 101 im UHF-Teil eines Fernsehempfängers zeigt Bild 12. Die Diode wird über die kleine Koppelkapazität C_k an den Topfkreis der Oszillatorschaltung angekoppelt. Das ist erforderlich, da man nicht den ganzen Bereich der Kapazitätsvariation der Diode ausnutzen kann. Für eine Frequenzvariation von etwa 5 MHz ist nur eine Kapazitätsvariation von etwa 0,3 pF erforderlich. Der Serienkondensator C_k hat eine Kapazität von etwa 2 pF und ist als Trimmer ausgeführt. Bild 13 zeigt die Frequenzverstimmung des Oszillators des im Bild 12 dargestellten UHF-Teils in Abhängigkeit von der Dioden-Sperrspannung. Es ist ersichtlich, daß die Regelbarkeit über den gesamten UHF-Bereich ziemlich gleich ist.

(eingegangen am 7. Juni 1960)

REFERATE

Neue Probleme der elektrischen Löttechnik

DK 621.791.34

Nach einem Überblick über Probleme, die in den letzten zwanzig Jahren die elektrische Feinlöttechnik berührten und zum größten Teil gelöst werden konnten, wie Belastung durch Erschütterungen und Zentrifugalkräfte, chemische Einflüsse und tropische Bakterien, wendet sich der Verfasser der Miniaturtechnik zu. Die Weichlötungen auf kleinstem Raum erfordern geeignet aktiviertes Kolophonium als Lötmedium, das den erhöhten Betriebstemperaturen der Geräte angepaßt sein muß. Die Kolophoniumränder um die Lötstellen „trocknen“ mit wachsender Betriebstemperatur schneller aus. Wegen der Temperaturschwankungen wirken sich die verschiedenen Temperaturkoeffizienten von Kolophonium und Metall aus, so daß sich Risse im Lötmedium bilden und Kolophoniumflitter abplatzen können. Geraten diese Flitter beispielsweise zwischen Kontakte, dann wird das Gerät meist unreparierbar defekt, weil eine Reparatur oft eine völlige Demontage der Schaltung bedeutet.

Der neuentwickelte Lötzinndraht „Elsold Cp“ vermeidet, daß Kolophonium abplatzt. Lötversuche auf verschiedenen Metallen und mit verschiedenem Lötzinns mit anschließender Alterung der Proben ergaben die klare Überlegenheit des Röhren-Lötzinns „Elsold Cp“. Während des Versuches wurden die Proben ohne mechanische Belastung 240 Stunden lang bei Temperaturen zwischen 20 und 50°C und 100%iger bis normaler Luftfeuchtigkeit gelagert.

Thr

(Nach Laubmeyer, G.: Fernmelde-Praxis Bd. 37 (1960) Nr. 7, S. 266–269)

Thermoelektrische Kühlung

DK 537.322.1:621.315.592

Neue Halbleitermaterialien, wie Wismutselenid und -sulfid, Blei- und Antimontellurid, werden voraussichtlich in absehbarer Zeit den wirtschaftlichen Bau von Kälteaggregaten unter Ausnutzung des Peltier-Effektes ermöglichen. An die dazu verwendeten Halbleiter stellt man keine so hohen Reinheitsforderungen wie bei der Herstellung von Transistoren. Daher können Thermoverbindungen aus Barren geschnitten oder aus Pulver gesintert und miteinander verlötet werden. Derartige Übergänge ermöglichen Temperaturgefälle bis zu 50°C. Wegen des Gefälles beim Übergang auf die zu kühlende Luft wird allerdings nur eine Temperaturdifferenz von 20 ... 30°C erreicht, die jedoch für viele Fälle vollkommen ausreicht. Kühleinheiten für Taupunkt-Hygrometer und für Öldiffusionspumpen sind schon entwickelt, solche für Haushalt-Kühlschränke werden folgen.

Hg

(Nach Thermoelectric cooling using semiconductors. Electronics Bd. 33 (1960) Nr. 9, S. 85)

Aus unserem Fertigungsprogramm:

1. Elektrische Meßgeräte,
wie Spiegel- und
Blockgalvanometer,
Lichtmarkengalvanometer
mit und ohne
Registriergerät,
Koordinatenschreiber
2. Geophysikalische Geräte, wie
geomagnetische Feldwaagen
mit Bandaufhängung
für Messungen der Vertikal-
und Horizontal-Intensität
nach Prof. Dr. Fanselau
3. Seismische Standardapparaturen
für Refraktions-
und Reflexionsmessungen
4. Erzprospektoren

VEB Geophysikalischer Gerätebau Brieselang, Kreis Nauen, Forstweg 1

Deutsche Demokratische Republik

Tel. Brieselang 138/139

Telegrammadresse: Geogeräte Brieselang

Vertreter: **Paul Hermann**

Ing.-Büro und Funktechnische Werkstatt

Berlin-Wilmersdorf · Hohenzollerndamm 174/177

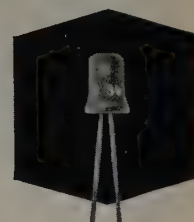
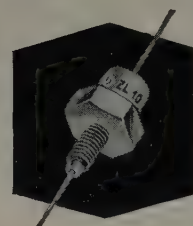


INTERMETALL

Silizium- und Germanium- Halbleiter-Bauelemente



... für höchste Anforderungen in der
modernen Elektronik



einige bewährte Anwendungsgebiete:

**Koffer- und Auto-Empfänger, NF-Verstärker,
Hörgeräte, Kommerzielle Elektronik,**

**Gleichspannungswandler, Steuer-
und Regelgeräte, Stabilisierungs-
und Begrenzerschaltungen.**

Den Anforderungen der Industrie entsprechend
liefern wir die Ge-Flächentransistoren mit folgenden
Stromverstärkungsfaktoren:

OC 304/1	30—50	} für NF-Verstärker
OC 304/2	50—80	
OC 304/3	80—120	

OC 306/1	30—50	} für rauscharme NF-Stufen
OC 306/2	50—80	
OC 306/3	80—120	

► Fordern Sie bitte technische Unterlagen bei uns an ◀

INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

FREIBURG i. Br.

Hans-Bunte-Straße 19

Kleinstmotoren für die Feinwerktechnik

Zur Verwendung in der Zählertechnik, in der Uhrenindustrie, im Automatenbau, aber auch für Haushaltsgeräte, Phono- und Fernsehgeräte, elektromedizinische Geräte und in der optischen Industrie hat die *Siemens-Schuckertwerke AG* neue selbstanlaufende Synchron-, Asynchron- und Gleichstrommotoren für Spannungen von 24...500 V entwickelt.

Bei den Synchron-Kleinstmotoren zeichnet sich der Hysteresemotor gegenüber anderen Ausführungen durch einfachen Aufbau und besonders ruhigen Lauf aus, so daß er sich in den letzten Jahren am stärksten durchgesetzt hat. Der Läufer hat keine ausgeprägten Pole; er besteht aus einem Magnetwerkstoff mit hohen Hystereseverlusten, so daß einmal gebildete Pole nur mit verhältnismäßig großem Energieaufwand ummagnetisiert werden können. Die neuen Synchronmotoren sind in zweipoliger und sechzehnpoliger Ausführung lieferbar. Daraus ergeben sich bei 50 Hz entweder Schnellläufer mit 3000 U/min oder Langsamläufer mit 375 U/min.



Der Aufbau der Asynchronmotoren ist grundsätzlich derselbe wie der von Synchronmotoren, lediglich die Ausführung der Läufer (Käfigläufer) und der Erregerwicklung ändert sich. Im Vergleich mit Synchronmotoren gleicher Größe haben Asynchronmotoren ein wesentlich größeres Anzugsmoment und eine größere effektive Leistung. Bei konstanter Belastung (Phonolaufwerke) treten keine Drehzahlchwankungen auf.

Die verschiedenen Ausführungsformen der Kleinstmotoren sind vielfältig: offen oder gekapselt, mit oder ohne Getriebe, als Außenläufer, für Anschluß an Drehstrom, Einphasen-Wechselstrom oder Gleichstrom. Ein Beispiel für Sonderausführungen mit Getriebe ist ein Kleinstmotor mit der extrem kleinen Drehzahl von einer Umdrehung je Monat. Das Bild zeigt Synchron-Kleinstmotoren in verschiedenen Ausführungen; von links nach rechts: „SH 6 a 1“ Umkehrmotor als Schnellläufer, gekapselt, mit Getriebe, austreibende Drehzahl 1 U/15 s; „SH 2 a 2“ Spaltpolmotor als Schnellläufer, gekapselt, mit Getriebe, 1 U/min; „SH 3 a 1“ Spaltpolmotor als Schnellläufer, offen, mit gekapseltem Getriebe, 1 U/min; „SH 4 a 1“ Spaltpolmotor als Schnellläufer, offen, 3000 U/min; „SH 5 c 1“ Umkehrmotor als Schnellläufer, offen, 3000 U/min; „SH 2 a 1“ Spaltpolmotor als Langsamläufer (Außenläufer), offen, 375 U/min.

ELRU-Information 141

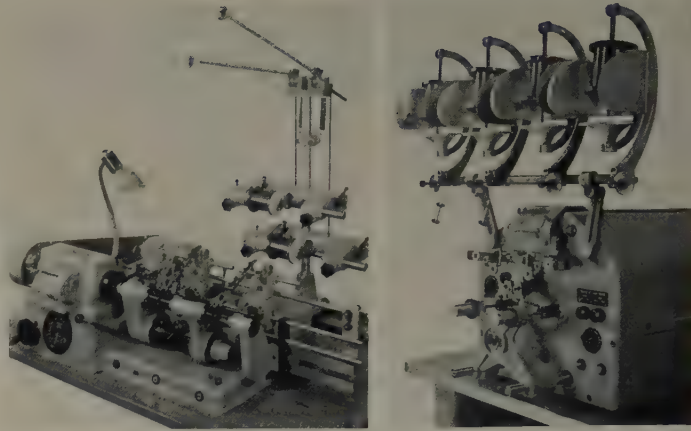
Silizium-Gleichrichter

Als deutsche Vertretung für Silizium-Gleichrichter der amerikanischen Firma *Sarkes Tarzian* bietet die Firma *Dr.-Ing. Jovy* ein besonders reichhaltiges Programm an Silizium-Gleichrichterzellen und kompletten Silizium-Gleichrichtern an. Die Siliziumzellen sind für mehrere Spannungsreihen lieferbar, so daß sich für die verschiedenen Verwendungszwecke ein wirtschaftlicher Einsatz ergibt. Bemerkenswert ist, daß Siliziumzellen größerer Leistung sowohl mit dem negativen als auch mit dem positiven Pol an Masse liegend geliefert werden können. Dadurch ergeben sich vielfach, besonders beim Aufbau von Brückenschaltungen, schaltungstechnische Vereinfachungen. Das Lieferprogramm enthält Kleinstdioden für 0,75 A sowie Leistungsdioden für Nennströme von 10, 20, 35, 50, 100, 150, 200 und 250 A. Eine Silizium-Hochstrom-Gleichrichterzelle für 1000 A hat Wasserkühlung.

ELRU-Information 142

Neue Drahtwickelmaschinen

Unter den Neuentwicklungen der *Meteor AG*, Maschinenfabrik (Zürich), wäre in erster Linie die Wechsel-Wickelvorrichtung „ME 481“ zu nennen, mit der in zwei getrennten Wickelstationen gearbeitet werden kann. Während die eine Station wickelt, wird in der anderen die Spule eingespannt und für den Wickelprozeß vorbereitet. Nach Beendigung der Wickeloperationen in der ersten Station kann unverzüglich auf die zweite umgeschaltet werden, und in der ersten Station wird die neue Spule vorbereitet. So ist ein ununterbrochenes Wickeln möglich. Weitere Neuerungen sind drei Typen von Drahtabzügen mit feststehender Lieferspule. Das Modell „ME 483“ ist für Feindrähte von 0,01...0,04 mm Durchmesser geeignet, der Typ „ME 484“ für Drähte von 0,04...0,3 mm Durchmesser. Alle diese Abzüge sind auf den Drahtzug für den entsprechenden Draht-



Wechsel-Wickelvorrichtung „ME 481“ und Wickelautomat „ME 304“

durchmesser geeicht und für das Bewickeln von runden und rechteckigen Körpern verwendbar. Schnellstart und plötzliches Anhalten ohne Drahtbruch sind gewährleistet. Außerdem stellt diese Firma den Wickelautomaten „ME 304“ her, eine zweispindlige Maschine, bei der praktisch sämtliche Wickel- und Nebenoperationen automatisiert sind.

ELRU-Information 143

Differential-Voltmeter

Quentin & Cie. liefert ein Differential-Voltmeter, das sich u.a. zur Präzisions-Messung des Spannungsunterschiedes zwischen einer annähernd bekannten Gleichspannung und einem Eichnormal nach der Null-Methode oder zur Eichung von Meßgeräten eignet. Die Eichspannung ist stabilisiert und in 6 Dekaden zwischen 0 und 222,221 V einstellbar. Der Fehler des am Galvanometer abgelesenen Wertes ist 0,1%.

ELRU-Information 144

Schallpegelmesser „Minophon“

Mit dem ständigen Anwachsen der Lärmerzeuger in der Technik tritt auch die Lärmbekämpfung immer mehr in den Vordergrund. Zur Schallpegelmessung dient ein kleines, handliches Gerät, das leicht in der Tasche mitgeführt werden kann und das die *Motoco GmbH* unter dem Namen „Minophon“ vertreibt. Es gibt davon die Ausführung „A“ (70...95 dB) für die Verkehrs- und Gewerbepolizei und die Ausführung „B“ (40...125 dB) für alle in der Industrie interessierenden Messungen. Das Gerät hat ein Tauchspulenmikrofon, ist volltransistorisiert und wird aus einer Quecksilberbatterie gespeist. Die Abmessungen sind 125 x 85 x 40 mm, das Gewicht ist 480 g.

ELRU-Information 145

Gleichspannungsverstärker „PP 1304“

Zur Verstärkung von Gleich- und Wechselspannungen bis 50 kHz ist der Gleichspannungsverstärker „PP 1304“ von *Philips* bestimmt, der sich besonders zur Aussteuerung von Elektronenstrahl- und Lichtstrahl-oszillografen sowie für Drehspul- und Registriergeräte eignet. Die acht einstellbaren Verstärkungsfaktoren sind 3, 10, 30, 100, 300, 1000, 3000 und 10000. Der Eingangswiderstand ist 10 M Ω , etwa 20 pF in allen Bereichen, der Ausgangswiderstand 800 Ω , symmetrisch. Bei Belastung mit 20 k Ω geht die Verstärkung um 3% zurück, die Aussteuerbarkeit auf ± 90 V (max. ± 110 V ohne Stromentnahme). Netzspannungsschwankungen von $\pm 5\%$ haben Verstärkungsänderungen von $\pm 2\%$ zur Folge.

ELRU-Information 146

Elektrostatische Speicherröhre TMA 403 X

Mit dem Typ TMA 403 X hat *CSF (Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil)* eine Speicherröhre auf den Markt gebracht, die elektrische Signale in Form von elektrostatischen Ladungen auf einer dünnen Scheibe speichert. Sie besteht aus einem Triodenteil (8 kV Anodenspannung) zum Aufzeichnen der Signale und einem Tetrodentheil (1,5 kV Anodenspannung) zu deren Wiedergabe. Aufnahme und Wiedergabe sind gleichzeitig möglich. Da bei der Wiedergabe die Ladungen allmählich verschwinden, sind die gespeicherten Signale nur für eine kurze, einstellbare Zeit (bis zu einigen Sekunden) „lesbar“.

ELRU-Information 147

Bau eines IBM-Verwaltungsgebäudes in Berlin

Am 27. Mai 1960 begann die *IBM Deutschland* mit dem Bau eines neungeschossigen Verwaltungsgebäudes nach Plänen des Stuttgarter Architekten Rolf Gutbrod. Der vollständig unterkellerte Neubau von rund 55 m Länge, 16 m Tiefe und 34 m Höhe über dem Gelände hat insgesamt eine überbaute Fläche von 8790 m² bei 33600 m³ umbautem



Raum. Die Baukosten werden auf 6,5 Millionen DM geschätzt. Im Erdgeschoß wird nach Fertigstellung ein durch die Glasfront von außen gut einzusehendes elektronisches IBM-Datenverarbeitungssystem aufgestellt werden.

Die *IBM Deutschland* begann 1910 in Berlin mit 7 Mitarbeitern. Aus bescheidenen Anfängen entwickelte sie sich zunächst langsam, dann aber

immer schneller zu ihrer heutigen Größe. Im Jahre 1939 zählte sie in ganz Deutschland etwa 2500 Mitarbeiter, heute in der Bundesrepublik und in West-Berlin über 6800. Wie Generaldirektor Johannes H. Borsdorf anlässlich des Baubeginns mitteilte, sind die deutschen *IBM*-Werke in Sindelfingen, Böblingen und Berlin mit Aufträgen auf 20 Monate voll ausgelastet. Ein wesentlicher Teil der Produktion geht in den Export. Die Umsätze stiegen von 1958 auf 1959 von 264 Mill. DM auf 336 Mill. DM (+ 27,3%), die Investitionen im gleichen Zeitraum von 82 Mill. DM auf 112 Mill. DM. Die *International Business Machines Corporation* ist das größte Unternehmen seiner Art in der Welt mit einem Umsatz allein in den USA von über 1,3 Milliarden Dollar im Jahre 1959. Eine Tochtergesellschaft ist die *IBM World Trade Corporation*, deren Präsident, Arthur K. Watson, New York, das Bauvorhaben in Berlin gefördert hat und persönlich am Baubeginn teilnahm. Diese Tochtergesellschaft ist in 87 Ländern vertreten, und die *IBM Deutschland* ist darin das größte *IBM*-Unternehmen außerhalb der Vereinigten Staaten. Die *IBM* hat in Europa 15 Produktionsstätten und 5 eigene Forschungs- und Entwicklungslaboratorien mit insgesamt etwa 20000 Mitarbeitern.

Philips erweitert Apparatefabrik in Berlin

Am 10. Juni 1960 konnte *Philips* wieder ein Richtfest feiern: Auf die Anfang April in Angriff genommenen Erweiterungsbauten der *Philips*-Apparatefabrik in Berlin-Mariendorf wurde der Richtkranz gesetzt. Die Erweiterungsbauten — eine große Halle mit 90 x 25 m Grundfläche und zwei aufgestockte Etagen des Verwaltungsgebäudes — dienen ausschließlich dazu, sowohl in der Fertigung und Lagerhaltung als auch in der Verwaltung bessere Platz- und Arbeitsverhältnisse zu schaffen. Mit diesen Neubauten (Gesamt-Investitionswert 1,7 Mill. DM) erhöht sich die Nutzfläche insgesamt um etwa 4000 m² auf rund 15000 m².

Die 1955/56 gebaute Fabrik war für 800 bis 900 Personen bestimmt. Die Zahl der Beschäftigten erreichte jedoch schnell schon 1200, so daß eine Erweiterung dringend notwendig war. Die Berliner *Philips*-Apparatefabrik ist eine der modernsten Produktionsstätten der Stadt. Das Fertigungsprogramm ist seit Inbetriebnahme nahezu unverändert geblieben. Das Schwerpfecht liegt bei der Produktion von Tonbandgeräten und Phonogeräten. Seit Oktober 1956 entsteht hier auch der Phono-Automat „Mignon“, und vor etwa einem Jahr verließ das erste Auto-Mignon-Gerät, ein automatischer Plattenspieler für den Einbau in Kraftfahrzeuge, das Werk. Für den Herbst dieses Jahres ist eine Erweiterung der Produktion vorgesehen, und zwar durch die Elektro-Rasierer. Seit Kriegsende haben insgesamt 2,9 Millionen *Philips*-Elektrogeräte mit einem Gesamt-Produktionwert von etwa 150 Millionen DM die Berliner Produktionsstätten verlassen.



TELEFUNKEN

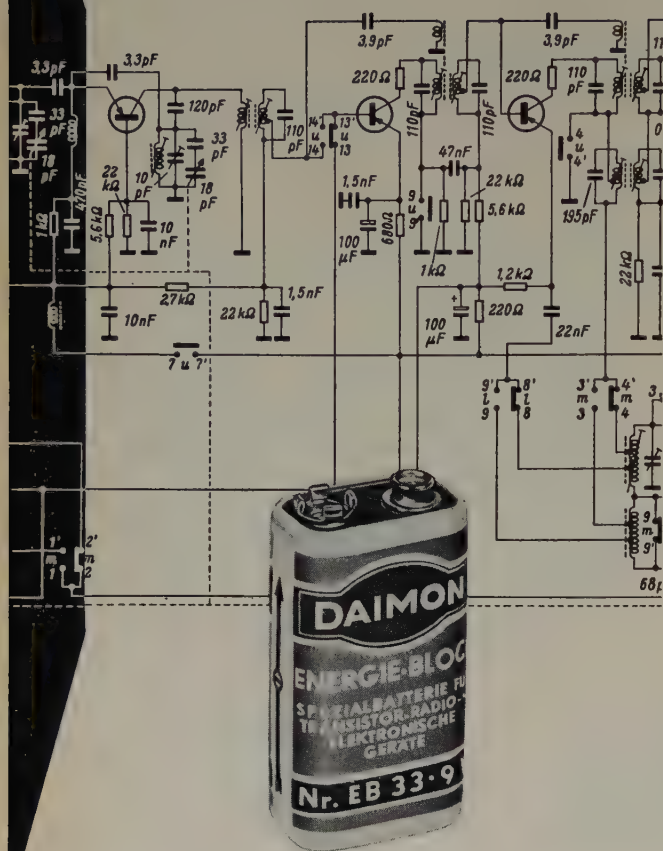
TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM-DONAU



pnp-FLÄCHENTRANSISTOREN

AF 101	HF-Transistor für Vor-, Misch- und ZF-Stufen im Mittelwellen-Gebiet
AF 105	HF-Transistor für ZF-Stufen 10,7 MHz
OC 602	NF-Transistor mit mittlerem Stromverstärkungsfaktor
OC 602 spez.	Schalttransistor
OC 603	Rauscharmer NF-Transistor
OC 604	NF-Transistor mit großem Stromverstärkungsfaktor
OC 604 spez.	Endstufen-Transistor mittlerer Leistung
AC 105	NF-Endstufen-Transistor mit mittlerem Stromverstärkungsfaktor und 400 mW Verlustleistung
AC 106	NF-Endstufen-Transistor mit hohem Stromverstärkungsfaktor und 400 mW Verlustleistung
OC 614	HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im KW-Gebiet
OC 615	HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im UKW-Gebiet
ASZ 30	Schalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 30 mW
ASZ 10	Schalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 150 mW
AUZ 11	Leistungsschalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 4 W
AFZ 10	HF-Transistor für Schwingstufen kleinerer Leistung im Kurzwellengebiet; Verlustleistung 150 mW
OD 603	Endstufen-Transistor großer Leistung (4 W)

Größere Batterie-Leistung auf kleinerem Raum



... ein Vorteil für die Transistortechnik!

Anstelle vieler Einzelzellen eine einzige kompakte Batterie mit großer Leistung – und nur ein Handgriff beim Einsetzen der Batterie.

DAIMON-Energieblocks lösen das Problem des Gewichtes, des Raumes und der Wirtschaftlichkeit.

DAIMON-Energieblocks entsprechen den internationalen Normen. Ihre besonderen Eigenschaften machen sie zu verlässlichen Stromquellen für Transistorgeräte.

Eine gute Empfehlung für die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte:

DAIMON-Energieblocks.



die helle Freude!

DAIMON G.m.b.H., Rodenkirchen/Rhein
Hauptstraße 128, Telefon 301055
Technische Beratungsabteilung

PERSÖNLICHES



Karl Weiss †

Am 15. Juni 1960 starb im 86. Lebensjahr Chefredakteur i. R. Karl Weiss einer der Senioren der deutschen Photowirtschaft. Der Tod riß eine stark profilierte Persönlichkeit, an denen unsere Zeit so arm ist, aus unseren Reihen. Das Leben von Karl Weiss war ganz der Publizistik gewidmet, und als Verfasser von Büchern, Herausgeber und Chefredakteur von Fachzeitschriften ist er weit über die Grenzen Deutschlands hinaus bekannt geworden. Charakteristisch für seine Arbeit war immer die enge Verbindung von Wissenschaft und Praxis, von Technik und Wirtschaft. Er hat es verstanden, seinen Fachzeitschriften einen eigenen Stil zu geben, der in aller Welt hohe Anerkennung fand. Sein weit vorausschauender Blick erkannte schon 1923 die große Bedeutung des Rundfunks, und er gab diesem neuen Zweig der Technik zunächst in seiner Photozeitschrift und ab 1924 bis zum Kriegsende in einer eigenen Fachzeitschrift Raum für Veröffentlichungen.

Nach 1945 stellte er sein großes Wissen und seine Erfahrungen unserem Haus zur Verfügung. Er war Mitbegründer und Chefredakteur der Fachzeitschriften PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT, KINO-TECHNIK, KAUSCHUK UND GUMMI sowie LICHTTECHNIK. Die Deutsche Kinotechnische Gesellschaft verlieh ihm in Anerkennung seiner großen Verdienste am 20. September 1949 die Ehrenmitgliedschaft. Als er die Überzeugung gewonnen hatte, daß die von ihm begonnenen Arbeiten in seinem Sinne weitergeführt wurden, überließ er – schon fast 80 Jahre alt – die praktische Arbeit Jüngeren. Als Herausgeber stand er aber unserem Verlag nach wie vor in freundschaftlicher Verbundenheit zur Seite.

Wer „Vater Weiss“ – wie er von seinen Freunden und Bekannten genannt wurde – gekannt hat, war immer wieder fasziniert von dem jugendlichen Elan, mit dem er neue Aufgaben anpackte, und von seinem Humor, der ihm und seinen Mitarbeitern über so manche Schwierigkeit der Alltagsarbeit hinweghalf. Nun ist Karl Weiss nicht mehr unter uns. In seinem Sinn weiterzuarbeiten, wird für seine jungen und alten Mitarbeiter hohe Verpflichtung sein.

Joseph Hausen †

Im Alter von 62 Jahren starb am 2. Juni 1960 in Berlin einer der bekanntesten und geschätztesten deutschen naturwissenschaftlichen Publizisten, Dr. Joseph Hausen. Ihm war in besonderem Maße die seltene Gabe verliehen, komplizierte technische oder naturwissenschaftliche Probleme leicht verständlich, aber doch wissenschaftlich exakt für einen breiten Leserkreis darzustellen. Seine Bücher und seine regelmäßigen Veröffentlichungen in einer bekannten Berliner Tageszeitung haben den Verstorbenen weit über die Grenzen Berlins hinaus im In- und Ausland bekannt gemacht. Seine publizistische Arbeit fand 1958 äußere Anerkennung durch die Verleihung des Europäischen Literaturpreises 1957 für das gemeinsam mit G. Löwenthal geschriebene Buch „Wir werden durch Atome leben“. Hausens besonderes Interesse galt der Förderung eines qualifizierten technisch-literarischen Nachwuchses. Der Lehrauftrag für Technische Publizistik an der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg war für ihn eine Aufgabe, an der er mit ganzem Herzen hing. Auch als Leiter der Gruppe Berlin der Technisch-Literarischen Gesellschaft und als deren zweiter Vorsitzender hat er sich bleibende Verdienste um die technische Publizistik erworben. In unserem Verlag hat er u. a. am Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker mitgearbeitet.

Wer den Vorzug hatte, Joseph Hausen persönlich zu kennen, der weiß um sein Bemühen und um seine Gewissenhaftigkeit bei jeder, auch der kleinsten Aufgabe. Aus seinem großen naturwissenschaftlichen Wissen konnte er schöpfen und ließ er andere daran teilhaben. Mit dem Bild des naturwissenschaftlichen Publizisten Hausen unlösbar verbunden ist aber auch das Bild des Menschen Hausen als das eines vorbildlichen Kameraden und Helfers.

Dr. Weißfloch †

Anfang April, nur wenige Tage nach seinem 50. Geburtstag, verstarb in Paris Dr. Albert Weißfloch, Direktor und Teilhaber der Firma Starec. Nach zehnjähriger Industrietätigkeit in Deutschland bei der

FACHLITERATUR VON HOHER QUALITÄT

Wertvolle Fachbücher für Studium und Praxis

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band: 728 Seiten • 646 Bilder • Ganzleinen 15,— DM
II. Band: 760 Seiten • 638 Bilder • Ganzleinen 15,— DM
III. Band: 744 Seiten • 669 Bilder • Ganzleinen 15,— DM
IV. Band: 826 Seiten • 769 Bilder • Ganzleinen 17,50 DM

V. Band: Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen

810 Seiten • 514 Bilder • Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band: In Vorbereitung. Erscheint voraussichtlich Ende des Jahres

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN
Über 400 Seiten • Über 340 Bilder • 13 Tabellen • Ganzleinen 34,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
336 Seiten • 322 Bilder • Ganzleinen 17,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
224 Seiten • 206 Bilder • Ganzleinen 17,50 DM

Spezialröhren

Eigenschaften und Anwendungen
von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH
439 Seiten • 319 Bilder • 13 Tabellen • Ganzleinen 32,— DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
Überarbeitete und bedeutend erweiterte Fassung von Czech:
DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF
684 Seiten • 636 Bilder • 17 Tabellen • Ganzleinen 36,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
650 Seiten • 392 Bilder • 7 Tabellen • 536 Formeln
48 Rechenbeispiele • 97 durchgerechnete Aufgaben • Gzl. 34,— DM

Fernsehempfänger Arbeitsweise • Schaltungen Antennen • Instandsetzung

von HERBERT LENNARTZ
248 Seiten • 228 Bilder • 7 Tabellen • Ganzleinen 22,50 DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile • Bausteine • Schaltungen
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten • 431 Bilder • 10 Tabellen • Ganzleinen 18,50 DM

Verstärkerpraxis

von WERNER W. DIEFENBACH
127 Seiten • 147 Bilder • Ganzleinen 12,50 DM

Dezimeterwellen-Praxis

von HELMUT SCHWEITZER
126 Seiten • 145 Bilder • Ganzleinen 12,50 DM

Prüfen • Messen • Abgleichen

Moderne AM-FM-Reparaturpraxis
von WINFRIED KNOBLOCH
67 Seiten • 50 Bilder • 4,50 DM

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung
Herausgegeben im Auftrage des Außeninstituts der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg
224 Seiten • 140 Bilder • Ganzleinen 18,50 DM

Kompendium der Photographie

I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
von Dr. EDWIN MUTTER
358 Seiten • 157 Bilder • Ganzleinen 26,— DM

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten

I. Band: Englisch-Deutsch • Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
664 Seiten • Ganzleinen 37,50 DM

Hervorragende Fachzeitschriften für Technik und Wirtschaft

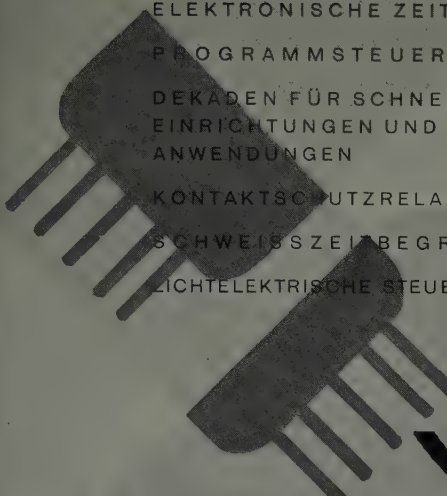
**FUNK-TECHNIK • ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL • LICHTTECHNIK
PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT • KINO-TECHNIK
MEDIZINAL-MARKT • KAUTSCHUK UND GUMMI**

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH • Berlin-Borsigwalde**

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-
EINRICHTUNGEN UND ANDERE
ANWENDUNGEN
KONTAKTSCHUTZRELAIS
SCHWEISSZEITBEGRENZER
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN



VONA

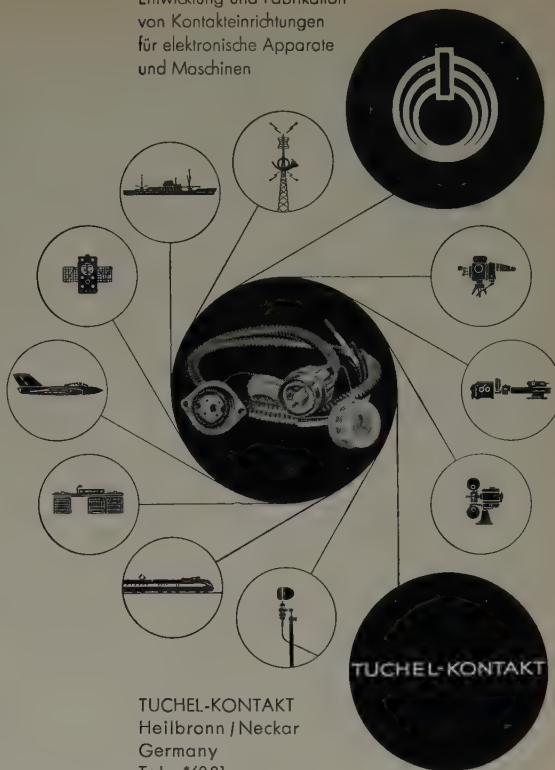


GEBR. v. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 04 15814

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

Entwicklung und Fabrikation
von Kontakteinrichtungen
für elektronische Apparate
und Maschinen



TUCHEL-KONTAKT
Heilbronn / Neckar
Germany
Tel.: *6001
Telex: 0728 / 816

Wir sind gerne bereit, Ihnen neben den Anschriften unserer
in- und ausländischen Vertretungen ausführliche Unter-
lagen über unsere neuesten Konstruktionen zu senden

ENGLISH ELECTRIC VALVE CO. LTD.

Fernseh Kameraröhren

Super-Orthikon-Röhren :

Ausser den normalen 3-Zoll Super-Orthikon-Röhren 5820 und 6474 liefern wir ähnliche Röhren mit einem eingebauten Gitternetz zur Feldkorrektur, nämlich die Typen 7293 und 7294.

Jetzt neigt man international zu einer Standardisierung auf 4½-Zoll-Röhren, die ebenfalls in unserer Kamera-
röhrenserie enthalten sind.

Unser Herstellungsprogramm für Kameraröhren umfasst :

Type	Beschreibung
6198	1-Zoll Vidikon für Industriefernsehen
6326	1-Zoll Vidikon für Filmabtastung
P.820	1-Zoll Vidikon für Fernsehen mit wenig Bewegung im Bild
5820	3-Zoll Super-Orthikon
6474	3-Zoll Super-Orthikon für Farbfernsehkameras
7293	3-Zoll Super-Orthikon mit Feldnetz
7294	3-Zoll Super-Orthikon mit Feldnetz
7295	4½-Zoll Super-Orthikon
7389	4½-Zoll Super-Orthikon

E.E.V. liefert Super-Orthikon- und Vidikon-Kameraröhren an die ganze Welt, einschliesslich folgender Länder:

Australien	Grossbritannien	Polen
Belgien	Holland	Portugal
Brasilien	Irak	Russland
Cyprn	Italien	Schweden
Dänemark	Jugoslawien	Schweiz
Deutschland	Kanada	Tschechoslowakei
Finnland	Norwegen	U.S.A.
Frankreich	Österreich	Venezuela

'ENGLISH ELECTRIC'

Für weitere Informationen wenden Sie sich bitte an unsere Vertretung

WILLY LIST Frankfurt am Main Süd, Karlsbaderstrasse 8

Ruf: 687244



Der Name **SIEMAG** ist seit rund 150 Jahren ein Begriff für solide Wertarbeit. Wir beschäftigen nahezu 2000 Mitarbeiter. Unsere *Elektronischen Buchungs- und Fakturiermaschinen* wurden von Fachleuten als zum Teil richtungsweisend für die allgemeine weitere Entwicklung auf diesem Gebiet bezeichnet. Unsere Entwicklung steht vor neuen Problemen. Neu zu uns kommenden Mitarbeitern bieten sich daher bei uns interessante Betätigungsmöglichkeiten und gute berufliche Zukunftsaussichten.

Zur Zeit suchen wir

1 Elektrotechniker

mit mehrjähriger Erfahrung auf dem Gebiet der Fernmeldetechnik oder Elektromechanik

3 Elektrotechniker

mit Erfahrungen auf dem Gebiet der Elektronik

1 Ingenieur

mit einigen Erfahrungen für physikalisch-technologische Untersuchungen an elektronischen Bauelementen

1 Konstrukteur

mit Erfahrungen auf dem Gebiet der Elektromechanik und Feinwerktechnik

2 Elektrotechniker

mit konstruktiven und praktischen Erfahrungen auf dem Gebiet der Fernmeldetechnik oder Elektromechanik

1 Versuchingenieur oder Techniker

für Messungen an mechanischen Aggregaten und deren Erprobung

Wir bieten eine zeit- und leistungsgerechte Dotierung, eine Anzahl zusätzlicher sozialer Leistungen und stellen kurzfristig preisgünstige Wohnungen zur Verfügung

Sollte eine der oben angeführten Stellen für Sie interessant sein, so bitten wir Sie, sich einmal unverbindlich bei uns zu bewerben. Wir behandeln selbstverständlich jedes Angebot diskret und behalten uns vor, Sie zur gegebenen Zeit auf unsere Kosten zu einem Besuch einzuladen

SIEMAG

Feinmechanische Werke GmbH, Eiserfeld (Siegen)

Projekt-Ingenieur in selbständige Position für hochinteressante Aufgaben

auf dem Gebiet der elektronischen Meßtechnik gesucht.

- Wir sind** ein bekanntes modernes Werk für Entwicklung und Herstellung hochwertiger elektronischer Meßgeräte und für Hochfrequenz- und Nachrichtentechnik in schöner, klimatisch günstig gelegener württ. Stadt mit regem kulturellem Leben.
- Wir wünschen** uns eine sehr tüchtige Ingenieur-Persönlichkeit, die sich mit unserem zeitgemäßen Programm gründlich vertraut macht und die in unsere kameradschaftliche Betriebsatmosphäre paßt und sich dort wohlfühlen soll.
- Wir bieten** gründliche Einarbeitung in die Besonderheiten der Sparte und unseres Hauses, gutes steigerungsfähiges Einkommen, solide Entwicklungsmöglichkeiten, große Selbständigkeit und schöne Neubauwohnung. Höhere Schulen aller Art am Platze.

Bewerbungen mit **handgeschriebenem** Lebenslauf, Lichtbild, Zeugnisabschriften und Angabe des Gehaltswunsches und des Eintrittstermins erbeten unter Chiffre PA 26005 an **ANNONCENEXPEDITION HANS MÖLLER, (16) BENSHEIM, SCHLIESSFACH 142**. Schreiben Sie bitte gegebenenfalls im Doppelumschlag, welcher Firma Ihre Bewerbung nicht ausgehändigt werden darf.

Für die weiteren Verhandlungen mit Ihnen nehmen wir gerne Rücksicht auf Ihre Urlaubspläne.

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

7
1960

ELEKTRONISCHE RUNDschau

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

121 122 123 124 125 126 127 128 129 130 131 132 133 134 135 136 137 138 139 140
141 142 143 144 145 146 147 148 149 150 151 152 153 154 155 156 157 158 159 160
161 162 163 164 165 166 167 168 169 170 171 172 173 174 175 176 177 178 179 180

(Gültig bis 31. 10. 1960)

Seite.....Firma.....		Erzeugnis.....	
Seite.....Firma.....		Erzeugnis.....	
Anzeigenteil			
(Name, Vorname, Beruf).....			
(Wohnort, Straße, Hausnummer).....			
(Firma).....			

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

Ernst Baer Tauchmassen „Beranit“

Thermoplastische Kunststoffe lösen sich unter bestimmten Bedingungen in den Kunstwachsen und haben zur Entwicklung hochwertiger Tauchmassen geführt. „Beranit“ hat 500 kV/cm Durchschlagsfestigkeit und einen Verlustfaktor von 10^{-4} bei 800 Hz. Es ist beständig gegen Säuren und Basen und stößt Wasser ab, ist aber nicht ölfest. Die „Beranit“-Sorten unterscheiden sich hinsichtlich ihrer mechanischen Eigenschaften und Temperaturbeständigkeit; sie sind gießbar, immer wieder einschmelzbar, frei von Füllstoffen und durch Staubfarben beliebig einzufärben.

ELRU-Information 148

BBC Thermoschalter

Die (Bimetall-)Thermoschalter „TS 2“ und „TS 3“ haben Schnappkontakt (daher kein Kontaktabbbrand), lange Lebensdauer und können in jeder beliebigen Lage betrieben werden. Die geschlossene Bauart schützt vor Staub und Feuchtigkeit. Über Aufbau, Wirkungsweise und Einsatzmöglichkeiten unterrichtet ausführlich ein Sonderdruck der BBC-Nachrichten.

ELRU-Information 149

Fernsteuergeräte Präzisions- Gleichstromzähler

Die Präzisions-Gleichstromzähler Typ „Z“ sind Integratoren, die elektrische Ströme oder Spannungen über einen Zeitabschnitt integrieren und das Ergebnis in digitaler Form anzeigen. Die hohe Ansprechempfindlichkeit (etwa $1 \mu W$) und die exakte Linearität der Kennlinie der verwendeten Meßmotoren gewährleisten die hohe Genauigkeit dieser Zähler. Der Meßmotor ist mit den Übertragungsteilen und dem Zählwerk zu einer raumsparenden Einheit zusammengebaut.

ELRU-Information 150

Frieske & Hoepfner Methandurchflußzähler „FH 51“

Der Methandurchflußzähler „FH 51“ dient in Verbindung mit den dazu konstruierten und als Einschub ausgebildeten Durchflußzählrohren (z.B. FH 512) zur Ermittlung der α - und β -Aktivität radioaktiver Präparate. Die Anzeige des Meßwertes erfolgt in einem nachzuschaltenden Strahlungsmessgerät, z.B. „FH 49“ oder „FH 90“. Ausführliche Beschreibung des Durchflußzählers enthält die Druckschrift FHS 306/0,5/1/1960.

ELRU-Information 151

Labormonitor „FH 55“

Der Labormonitor „FH 55“ ist ein netzbetriebenes Strahlungsmess- und Warngerät mit Anzeige der Impulsrate und mit akustischer Wiedergabe der Einzelimpulse zum Anschluß von Geiger-Müller-Zählrohren mit niedrigen Arbeitsspannungen. Eine ausführliche Beschreibung dieses Gerätes bringt die Druckschrift FHS 300/0,3/11/59.

ELRU-Information 152

General Radio General Radio Experimenter, Nr. 2/1960

Der neue Schwebungssummer „1300-A“ ist für Frequenzmessungen im Bereich von Ton- bis Videofrequenzen bestimmt. Außer dem großen Frequenzbereich und der hohen Auflösung hat das Gerät einen Sinusausgang für punktweise Messungen, einen gewobbelten Ausgang für oszilloskopische Darstellung, einen Rechteckausgang zur Untersuchung von Ein- und Ausschwingvorgängen und bietet die Möglichkeit der automatischen Aufzeichnung (Registrierpapier und Kupplungselemente zum Pegelschreiber „1521-A“ sind lieferbar). Ausführliche Beschreibungen dieses Gerätes enthält die vorliegende Nummer dieser Hauszeitschrift, der die deutsche Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein)

wiederum eine deutsche Übersetzung beilegte.

ELRU-Information 153

Graetz Strahlungsmessgerät „X 500“

Der Meßumfang dieses transistorsierten und in gedruckter Schaltung ausgeführten handlichen Meßgerätes erstreckt sich in vier Bereichen von 0...10 mr/h bis 0...500 r/h. Vier weitere Bereiche sind in Imp/s geeicht und bieten die Möglichkeit, Spezialsonden mit hoher Empfindlichkeit an das Grundgerät anzuschließen, z.B. für Wasseruntersuchungen, zum Aufspüren schwächster radioaktiver Verseuchungen, zu relativen Messungen von Alpha- und Betastrahlen sowie langsamen und schnellen Neutronen.

ELRU-Information 154

Grundig Meßgeräte

Ein ausführlicher Katalog bringt die von dieser Firma lieferbaren Meßgeräte (darunter Oszillografen, Bildmustergeneratoren, Wobbelsender, Abgleichsender, Röhrenvoltmeter, Schwebungssummer, Kapazitäts- und Induktivitätsdekaden) in übersichtlicher Weise mit Abbildungen, technischen Daten und Preisen.

ELRU-Information 155



enthält in den Juliheften folgende Beiträge:

1. Juliheft 1960 (13)

Rundfunkempfänger doch noch interessant
Die neuen Rundfunkempfänger 1960/61 · Schaltungstechnische und konstruktive Einzelheiten
ELL 80 · Doppelendpentode für die Stereo-Technik
ECL 86 · Eine neue Niederfrequenz-Verbundröhre
Die neue »Philifina«-Reihe
Stereo-Endstufen der Graetz-Rundfunkempfänger
Automatische UKW-Scharfabstimmung in den Loewe Opta-Rundfunkempfängern
»RT 10«, ein Siemens-Taschensuper mit UKW, MW und LW
Fernsehempfang mit den einfachsten Mitteln
Bericht von der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960 · Phonogeräte

2. Juliheft 1960 (14)

Baupläne und Bausätze
Das Stereo-Chassis »Parsifal 60/61«
Störstrahlungs-Meßplatz bei Telefonen
Motorola »17 P 6« — Ein Portable in gedruckter Schaltungstechnik
UKW-Funksprechereinrichtungen im Starkstromdienst elektrisch betriebener Eisenbahnen
Service-Meßgeräte in Hannover
Probleme und Neuerungen der Magnetontechnik

*

FT-Kurznachrichten · Persönliches · Von Sendern und Frequenzen · Aus unserem technischen Skizzenbuch · FT-Zeitschriftendienst
ELEKTRONIK-INGENIEUR: Lichtblitzstroboskopie zur Untersuchung schneller periodischer und nichtperiodischer Bewegungsvorgänge

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

**IBM
Datenverarbeitungsanlage
IBM „1401“**

Als Ergänzung zu den großen Datenverarbeitungssystemen ist die IBM „1401“ in der Lage, viele Hilfsfunktionen und Nebenarbeiten zu übernehmen, kann aber auch als selbstständiges Datenverarbeitungssystem eingesetzt werden. Sie hat Magnetband-Ein- und -Ausgabe, Magnetkernspeicher, gespeichertes Programm und eine Lese- oder Schreibgeschwindigkeit von 15000 bis 60000 Zeichen je Sekunde. Maximal können 48000 Lochkarten je Stunde verarbeitet werden. Die Maschine druckt bis zu 36000 Zeilen je Stunde und kann maximal 15000 Karten je Stunde stanzen.

ELRU-Information 156

**Philips
Meßsender „GM 2621“**

Für Meß- und Prüfzwecke bei AM-FM-Empfängern und Fernsehgeräten eignet sich der AM-FM-Standard-Meßsender „GM 2621“ wegen seiner vielen Modulationsmöglichkeiten und seines großen Frequenzbereiches von 4,5...300 MHz $\pm 1\%$. Bei Netzspannungsänderungen bis zu 10% weicht die eingestellte Frequenz um weniger als 20 kHz ab. 60 min nach dem Einschalten des Gerätes bleibt die Frequenzabweichung für eine Periode von 10 min unter 0,005% (bis 8 MHz $< 0,1\%$). An drei Ausgangsbuchsen sind

Spannungen von 1 Veff, 100 mVeff und 10 mV abnehmbar, wenn der Abschwächer auf 0 dB eingestellt ist. Die Abschwächung ist kontinuierlich um 4 dB möglich. Modulationsfrequenzen bei AM und FM intern 1000 Hz und extern 30 Hz...25 kHz.

ELRU-Information 157

**Remington Rand
Die Lochkarte, Nr. 180/181**

Das vorliegende Heft enthält Beschreibungen der Maschinen des UNIVAC UCT-Systems und ihre Anwendungsbeispiele. Über Aufbau, Funktion und Einsatzbereiche wird eingehend berichtet. Eine abschließende kurze Übersicht bietet einen Einblick in weitere Lochkartenmaschinen und das übrige Vertriebsprogramm dieser Firma.

ELRU-Information 158

**Siemens
Transistoren**

Eine Zusammenfassung des Programms der lieferbaren Transistoren mit ausführlicher Beschreibung, Abbildungen, technischen Daten und Maßskizzen ist die Druckschrift SH 7703.

ELRU-Information 159

Heißleiter

Kompensations- und Meß-Heißleiter, Anlaß-Heißleiter und Regel-Heißleiter sowie fremdge-

heizte Heißleiter werden in technischen Daten, Kennlinien und Abbildungen in der Druckschrift SH 7782 vorgestellt.

ELRU-Information 160

**Standard Elektrik Lorenz
Doppel-Endpentode ELL 80**

Diese neuentwickelte Miniaturröhre in Novalausführung eignet sich besonders zur Verwendung in Zweikanal-Stereo-Verstärkern und Gegentaktverstärkern für Kleinempfänger oder Phonokoffer. Sie hat 6 W Anodenverlustleistung und 3 W Sprechleistung. Im Gegentakt-AB-(B-) Betrieb sind sogar 8,5 (9,2) W Ausgangsleistung erreichbar. Weitere technische Daten und Kennlinien enthält ein vorläufiges Datenblatt.

ELRU-Information 161

**Telefunken
Germanium-Dioden**

In einer 68seitigen Druckschrift sind in übersichtlicher Weise die Dioden dieser Firma mit ihren technischen Daten, Kennlinien, Maßbildern sowie mit Schaltungsbeispielen zusammengestellt.

ELRU-Information 162

Digitalrechenanlage „TR4“

Diese neue Digitalrechenanlage ist volltransistorisiert und enthält ein Parallelrechenwerk sehr hoher Rechengeschwindigkeit, zwei große Ferritkernspeicher und ein

leistungsfähiges Befehlswerk, das weitgehende Parallelarbeit der verschiedenen Anlagenteile sowie die Ausnutzung einer hochentwickelten Programmierungstechnik gestattet. Die Gesamtkapazität des Speichers ist 32768 Wörter zu je 52 bit. Eine Kurzbeschreibung dieser Maschine enthält die Druckschrift AW 273.

ELRU-Information 163

**Trafag
Thermostat „Triostat“**

Dieser Thermostat enthält drei voneinander unabhängige Fühlersysteme, die auf drei verschiedene Schaltkreise mit je einem Umschalter arbeiten. Jedes System ist auf einen eigenen Ansprechwert einstellbar. Anwendungen sind zum Beispiel dreistufige Heizungs- und Klimaanlage. Als Schaltdifferenz werden je nach Wahl 0,3...3,5° C im Bereich von -20...+300° C angegeben und als Schaltleistung je System 15 A, 380 Veff.

ELRU-Information 164

**Valvo
Dioden, Transistoren**

In einer Druckschrift sind die technischen Daten und Abmessungen von Germanium- und Silizium-Transistoren sowie Germanium-Dioden, Zenerdioden und Germanium-Flächengleichrichtern in übersichtlicher Weise zusammengestellt.

ELRU-Information 165

NEIDHARDT

Moderne Gesichtspunkte für den Bau von Farbfernseh-Filmabtastern mit Leuchtfleckröhren

Nach einer Einführung in die Problematik der Farbfernseh-Filmabtaster, die aufzeigt, daß der Abtaster mit Kameraröhren eine relativ einfache Optik und Mechanik hat, dafür aber fernsehtechnische Schwierigkeiten bringt, während beim Leuchtfleckabtaster diese Schwierigkeiten zwar nicht bestehen, andererseits aber komplizierte und teure Mechanik und Optik notwendig werden, behandelt der Beitrag spezielle Probleme des zweiten Typs, vor allem solche der Filmbewegung und Geschwindigkeitsstabilisierung, der Filmschrumpfungskompensation, der optischen Kompensation der Filmbewegung, einer ebensolchen elektronischen Variante und der chromatischen Strahlenteilung. Auf Nachleuchtkompensation, Aperturkorrektur, Schwarzpegelschaltungen und elektronische Maskierung wird kurz eingegangen.

LANG

Einige Anwendungen von Transduktoren in der Starkstromtechnik

Nach einer Beschreibung der Wirkungsweise, des Kennlinienverhaltens sowie der statischen und dynamischen Kenngrößen verschiedener Transduktorschaltungen folgen Anwendungsbeispiele: stromsteuernder Transduktor als Gleichstromwandler, als Strombegrenzer bei Hochspannungsgeneratoren und als Schaltdrossel bei der stufenlosen Spannungseinstellung von Leistungstransformatoren mit Anzapfungen sowie spannungsteuernder Transduktor als Spannungsregler von Transformatoren, als Regel- und Leistungsverstärker bei der Drehzahlregelung von Gleichstrom- und Drehstromantrieben.

ZEILINGER

Elektronische Messung von Drehzahlen und Durchflußmengen

Der Beitrag faßt die Möglichkeiten der hochgenauen Drehzahl- und Durchflußmengenmessung nach dem Kurzzeit-Impuls-Zählprinzip zusammen und zeigt die Ausführungsformen marktgängiger Geräte für verschiedene Anwendungszwecke.

neue Oszillografen

Unter den elektrischen Meßgeräten nimmt der Oszillograf eine Sonderstellung ein, da er sich in Verbindung mit geeigneten Meßwertgebern und Wandlern praktisch auf allen Gebieten der Meßtechnik einsetzen läßt. Der Beitrag bringt Kurzbeschreibungen der auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960 vorgestellten neuen Labor-Oszillografen, die universell verwendbar sind, der Spezial-Oszillografen, die für einen besonderen Verwendungszweck, meistens für die elektrische Messung nichtelektrischer Größen, entwickelt wurden, und der neuen Oszillografenröhren.

H. von TOLNAI

Ein neues Baukastensystem für elektronische Meß-, Steuer- und Regelgeräte

Zunächst wird eine Übersicht über das Prinzip der bestehenden Transmittersysteme gegeben und das neue Baukastensystem im Aufbau und im Anwendungsbereich mit diesen alten Systemen verglichen. Vorfabrizierte Baueinheiten ergeben, in mannigfacher Weise miteinander kombiniert, preisgünstige Lösungen auch für komplizierte Probleme. Verschiedene Methoden zur Stabilisierung von Regelkreisen werden angegeben und die wichtigsten Baueinheiten, wie Transistorverstärker, Impulsgeber und PI-Zusatz, beschrieben. Einige ausgeführte Anlagen dienen als Anwendungsbeispiele für das System.

Elektrochemischer Schalter

Beschrieben wird ein neuartiges Bauelement von Ovitron. Zwei Tantalelektroden in einem Elektrolyten sind hermetisch von einem Glasblock umschlossen und wirken bis 140 V als Widerstand. Führt man einer dritten Elektrode aus Platin eine kleine Gleichspannung zu, dann wird der Elektrolyt zwischen den beiden Tantalelektroden augenblicklich wechselstromdurchlässig. Der Wechselstrom kann bis zu 4 A sein, die Betriebsspannung ist 3...140 V. Das Verhältnis Betriebsstrom zu Steuerstrom ist im Bereich 10:1...50:1 veränderbar; dadurch kann der Betriebsstrom kontinuierlich verändert werden. Der elektronische Schalter ist in weiten Bereichen unabhängig von mechanischen Stößen, Feuchtigkeit und Temperatureinflüssen.

Das Alcatron — ein neuer Feldeffekt-Halbleiter

Die Idee des Feldeffekt-Halbleiters ist etwa ebenso alt wie die des Flächen-Transistors. Die bisher auf diesem Sondergebiet der Halbleitertechnik vorgenommenen Versuche ließen jedoch noch nicht eine Serienfertigung gerechtfertigt erscheinen. Der Feldeffekt-Halbleiter läßt sich zwar bei recht hohen Frequenzen verwenden; die Verstärkungseigenschaften sind jedoch ungünstiger als bei einem Flächen-Transistor, selbst wenn dieser einen bedeutend höheren Verstärkungsabfall bei NF aufweist. Das unter dem Namen Alcatron in Frankreich entwickelte Leistungsmodell des Feldeffekt-Halbleiters ist bis über 100 MHz verwendbar, kann mehrere Watt Leistung abgeben und hat eine Steilheit von etwa 5 mA/V. Es handelt sich also hier um einen ermutigenden Fortschritt auf dem Gebiet der Feldeffekt-Halbleiter.

Elektro-optischer Speicher für elektronische Schaltanlagen

Der Beitrag beschreibt ein elektronisches Schaltelement, das zur Verwendung in Fernsprechvermittlungen an Stelle von Relais geeignet ist und nach dem Prinzip des Flying-Spot-Abtasters arbeitet. Der Leuchtpunkt einer Katodenstrahlröhre wird verkleinert auf einer fotografischen Schicht (Speicher) abgebildet, die lichtdurchlässige (klare) und lichtundurchlässige (schwarze) Felder enthält. Ein dahinter angeordnetes Photoelement liefert dann je nach Lage des Leuchtpunktes Strom oder keinen Strom. Die Auswahl des „abzulesenden“ Punktes wird durch die Ablenkspannungen an der Katodenstrahlröhre bestimmt.

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 14 (1960) No. 8

P. NEIDHARDT: Modern Viewpoints in Designing Color TV Film Scanners with Light Spot Tubes p. 307—313

The autor gives an introduction in problems related to color TV film scanners; when employing pickup cameras, the optical and mechanical systems are relatively simple, but the electrical problems are considerable. On the other hand, these problems are absent in the light-spot scanner where, however, the mechanics and optics are costly and intricate. This is followed by a discussion of the problems pertaining to the last-mentioned type, especially film motion and speed stabilizing, compensation for film shrinking, optical equalization of the film motion, the electronic solution of the same, and chromatism, briefly referring also to afterglow compensation, aperture correction, black-level circuits and electronic masking.

H. von TOLNAI: Novel Building-block System for Electronic Measuring and Control p. 313—316

The new system is compared with previous transmitter systems with respect to design and applications. Prefabricated units combined in manifold ways result in non-expensive solution of even complex problems. Various methods of stabilizing control circuits are quoted and the important units—transistor amplifier, pulse sender and PI attachment—are described. Examples of application refer to equipments constructed.

A. LANG: Application of Transducers in Power Circuits p. 317—322

Described are transducer circuits, their ratings, characteristics, mode of operation and performance. Examples of application include the current-controlling DC converter; current limiter in high-tension filters; switch choke for continuous voltage adjustment of power transformers with tapplings; voltage-controlling transducer as a voltage regulator of transformers and variable-gain or power amplifier for speed control of DC and three-phase AC drives.

K. ZEILINGER: Electronic Measuring of Speed and Flow p. 324—326

The author summarizes the possibilities of high-precision speed and flow measuring by the short-time pulse-count method and shows varieties of commercial equipments for various cases of application.

The Alcatron — a New Field-effect Semiconductor p. 326—327

The idea of the field-effect semiconductor is about as old as that of a junction transistor. However, experiments in this special field did not warrant series manufacture. The field-effect semiconductor may be used at rather high frequencies, but the gain properties are less favourable than of a junction transistor although the gain of the latter decreases towards lower frequencies. The new semiconductor, called Alcatron in France where an experimental model was produced, can be used at frequencies above 100 Mc and supply a power of several watt; its slope is about 5 mA/V. The Alcatron is an encouraging progress in the field of semi-conductors.

New Oscilloscopes p. 328—332

Among electric measuring devices, oscilloscopes are a specialty inasmuch as they can be universally applied to all fields of the art when used in combination with suitable measurement senders and converters. This digest is a description of new oscilloscopes that were shown at the Hannover Industrial Fair: universal types, suitable for laboratories; special types for electric measuring of non-electrical quantities; and the latest cathode-ray tubes.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 14 (1960) No 8

P. NEIDHARDT: Considérations sur la construction de lecteurs à exploration pour télévision en couleurs p. 307—313

Une introduction dans les problèmes du télé-cinéma en couleurs montre qu'une lecture par tube de prise de vues, relativement simple du point de vue optique et mécanique, implique des difficultés du côté transmission. Ces difficultés n'existent pas dans le cas d'une exploration par point lumineux qui implique, par contre, une mécanique et une optique compliquées et onéreuses. L'article traite de problèmes relatifs au second type, notamment ceux du mouvement de film, de la stabilisation de vitesse, de la compensation du rétrécissement du support, de la compensation optique du mouvement de la pellicule, d'une variante électronique de cette dernière, et de la correction chromatique. On trouve également des indications sur la compensation de rémanence, sur la correction d'ouverture, sur le niveau de noir et sur l'obturation électronique.

H. von TOLNAI: Nouveau jeu d'unités fonctionnelles pour appareils électroniques de mesure, de commande et de régulation p. 313—316

Après avoir donné un aperçu sur les systèmes de transmission existants, l'auteur expose la conception et les applications du nouveau jeu d'unités fonctionnelles qu'il compare aux systèmes anciens. Permettant de très nombreuses combinaisons, ces unités préfabriquées permettent de résoudre économiquement aussi des problèmes compliqués. Des indications concernant les méthodes de stabilisation dans les circuits de réglage précédent la description des unités essentielles, telles que amplificateurs à transistors, générateur d'impulsion et adaptateur P.I. Quelques installations réalisées sont citées en exemples d'application.

A. LANG: Quelques applications des transducteurs en électrotechnique p. 317—322

Une description du fonctionnement, des caractéristiques et des propriétés statiques et dynamiques des transducteurs est suivie d'exemples d'application: convertisseur à courant continu par commande de courant limiteur de courant dans les filtres de haute tension, montage d'égalisation pour le réglage progressif de transformateurs de puissance à prises ou tension secondaire variable, régulateur de tension pour transformateurs amplificateur régulateur et de puissance pour moteurs à courant continu ou polyphasés de vitesse de rotation variable.

K. ZEILINGER: Mesure électronique de vitesses de rotation et de débits de liquides p. 324—326

L'article donne un aperçu des possibilités d'utilisation de la méthode de comptage d'impulsions brèves pour la mesure précise de vitesses de rotation et de débits de liquides; quelques appareils commerciaux sont décrits avec indication de leurs applications.

L'Alcatron — un nouveau semi-conducteur à effet de champ p. 326—327

L'idée d'un semi-conducteur à effet de champ a été conçue à peu près au même temps que celle du transistor à jonctions. Cependant, les recherches entreprises jusqu'ici dans ce domaine n'ont pas abouti à des résultats justifiant une fabrication en série. Tout en restant constant jusqu'à des fréquences assez élevées, le gain d'un semi-conducteur à effet de champ reste néanmoins inférieur à celui d'un transistor à jonctions, même si on tient compte d'une importante réduction de l'amplification par rapport à la B.F. L'Alcatron est un modèle de puissance d'un semi-conducteur à effet de champ qui a été enveloppé en France. Dissipant plusieurs watts, utilisable au-delà de 100 MHz et doté d'une pente de l'ordre de 5 mA/V, il constitue un progrès encourageant.

Nouveaux oscilloscopes p. 328—332

L'oscilloscope occupe une place particulière parmi les appareils de mesure électrique, car il peut être utilisé pour des mesures de tout genre si on l'associe à des lecteurs et transducteurs de mesure convenables. L'article traite brièvement des oscilloscopes de laboratoire, universellement utilisables, qui ont été présentés à Hannover. La description des oscilloscopes pour applications spéciales, notamment pour mesures de grandeurs non électriques, est suivie de celle d'un nouveau tube cathodique.

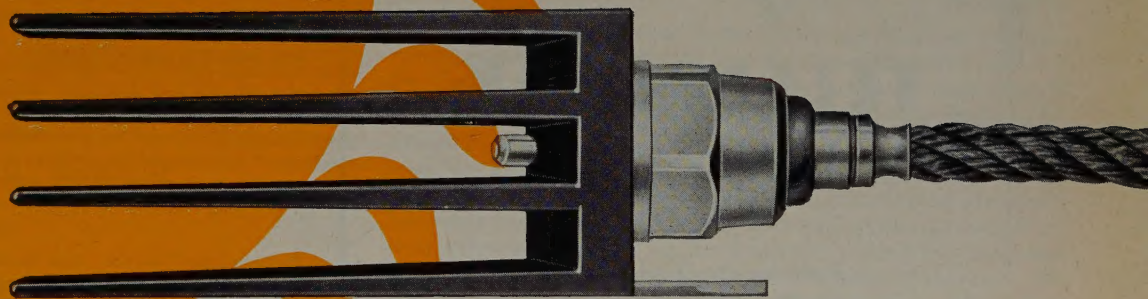


SIEMENS

SILIZIUM- GLEICHRICHTER

Selbst bei 50° C

Umgebungstemperatur...



Unsere Fachingenieure beraten Sie gern in allen Einzelheiten.

Bis dahin die wichtigsten Merkmale:

Spezifische Strombelastung 200 A/cm^2

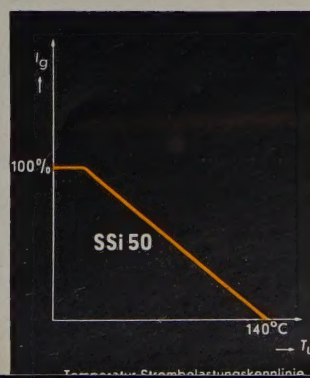
Wirkungsgrad bis zu 99,6%

Scheitelsperrspannung 600 V

Extrem kleiner Raumbedarf

... also noch weit über der Norm
geben Siemens-Silizium-Gleichrichter
ihre volle Nennleistung ab.
Aber auch bei höheren Umgebungs-
temperaturen und entsprechender
Stromreduktion, z. B. bei 100° C und etwa 50%
des Nennstromes, sind die neuen
Gleichrichter vollkommen betriebssicher.
Siemens-Silizium-Zellen sind als
bewährte Serientypen in Sätzen
von 0,6 bis 500 A kurzfristig lieferbar.

SIEMENS-SCHUCKERTWERKE AG



GUTSCHEIN 44

für „Liste SR2/Si-Gleichrichter-Bauelemente“

Name _____

Adresse _____

Bitte als Drucksache senden an
Siemens-Schuckertwerke AG · Erlangen



TELEFUNKEN

Germanium-Dioden

- OA 150 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 154 Q Diodenquartett für Ringmodulatoren und Gleichrichter in Graetz-Schaltung
- OA 159 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Regelspannungserzeuger in Fernsehgeräten
- OA 160 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Demodulator in Fernsehgeräten
- OA 161 Spezialdiode für hohe Sperrspannung mit großem Sperrwiderstand
- OA 172 Diodenpaar mit kleiner dynamischer Kapazität für Diskriminator- und Ratiodetektorschaltungen
- OA 174 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 180 Golddrahtdiode mit besonders kleinem Durchlaßwiderstand, Schaltdiode
- OA 182 Golddrahtdiode mit kleinem Durchlaß- und großem Sperrwiderstand
- OA 182 B Dioden-Quartett in Brückenschaltung für Meßgleichrichter
- OA 186 Diode für Einsatz in elektronischen Rechenmaschinen
- AAZ 10 Germanium-Spitzendiode in Kleinstausführung für die Verwendung in Rechenmaschinen
- AAZ 14 Dioden-Quartett im Gießharzgehäuse für die Verwendung als Ringmodulator mit guter Trägerunterdrückung ($> 6 \text{ N}$)

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften über unsere Erzeugnisse mit genauen technischen Daten.

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM-DONAU

AUS DEM INHALT

AUGUSTHEFT 1960

Band 14 (1960) Heft 8, Seiten 303—342

- P. Neidhardt: Moderne Gesichtspunkte für den Bau von Farbfernseh-Filmabtastern mit Leuchtfleckröhren 307
- H. von Tolnai: Ein neues Baukastensystem für elektronische Meß-, Steuer- und Regelgeräte 313
- A. Lang: Einige Anwendungen von Transduktoren in der Starkstromtechnik 317
- Elektrochemischer Schalter 322
- K. Zeilinger: Elektronische Messung von Drehzahlen und Durchflußmengen 324
- Das Alcatron — ein neuer Feldeffekt-Halbleiter 326
- Neue Oszillografen 328
- Persönliches 332
- Elektro-optischer Speicher für elektronische Schaltanlagen.. 334
- Aus Industrie und Wirtschaft 336

Beilagen

Inhaltskartei • ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Das Studium der Mikrowellenausbreitung in ionisierten Gasen ist ein wichtiges Arbeitsgebiet der Hochfrequenz-Physik und -Elektronik. Unser Titelbild zeigt den Ausschnitt aus einer Plasma-Durchstrahlungsanlage für 10 cm Wellenlänge. Die Anlage wird am Battelle-Institut Frankfurt a.M., Abteilung für Elektrotechnik und Elektronik, unter anderem dazu verwendet, die komplexe Dielektrizitätskonstante von Plasma zu bestimmen.

Verkaufnahme

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU
nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Haselhorst; Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 8 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto
Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

